radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Gehäuse für Transistorkleinempfänger

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

MÄRZ 1964 **5**

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Dr.-Ing. H. Henniger, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

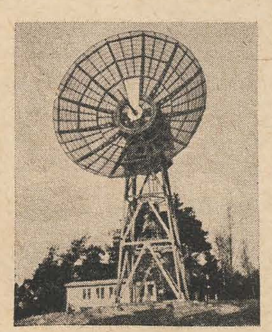
Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

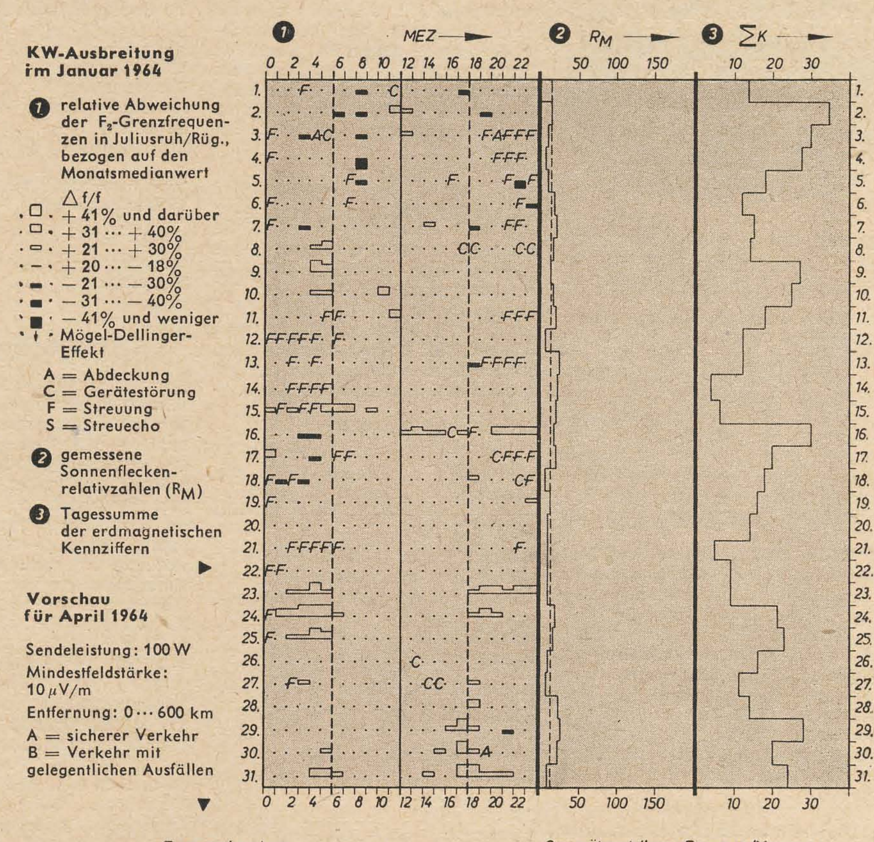
CONTENTS

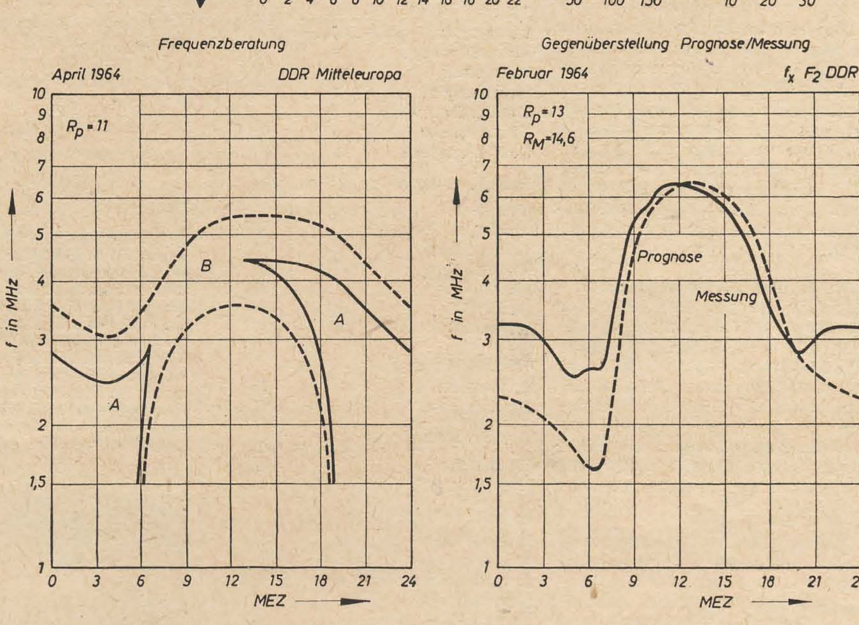


Titelbild: 10-m-Parabolantenne für die Messung des troposphärischen Fernfeldes (s. S. 135)

Die KW-Ausbreitung im Januar 1964 und Vorschau für April 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Neue Typenbezeichnungen für Halbleiterbauelemente
- Brennstoffelemente und Bioelemente
- Der Ersatz des Breitbandübertragers im NF-Verstärker durch einfachere Übertrager
- Hinweise zum Selbstbau eines Universaltastkopfes
- Messung der dynamischen Kenndaten von Transistoren mit Hilfe der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3



▼ **Ein neues Studio des Deutschen Fernsehfunks** nahm im Januar in Halle seine Arbeit auf.

▼ **Ein wassergekühlter Ultraschallschwinger** als neuartiges Operationsgerät wurde an der Hals-Nasen-Ohrenklinik der Medizinischen Akademie „Carl Gustav Carus“ in Dresden erprobt. Er ermöglicht die isolierte Ausschaltung des vom Operateur freigelegten Gleichgewichtsorgans, ohne daß auf dem betreffenden Ohr Taubheit auftritt.

▼ **Ende 1963** waren in der Welt insgesamt 3957 Fernsehsender (einschließlich Umsetzer) und rund 141 Millionen Fernsehgeräte in Betrieb. 2489 Sender entfallen auf Europa (einschließlich UdSSR), 934 auf Nord- und Südamerika, 407 auf Asien, 66 auf Ozeanien und 61 auf Afrika. Noch vor zehn Jahren entfielen 90% der Fernsehsender der Welt auf Nordamerika und nur 7% auf Europa.

▼ **Der UKW-Empfang im Auto** soll durch ein neues Verfahren, das bereits von mehreren amerikanischen UKW-Stationen angewendet wird, wesentlich verbessert werden, und zwar strahlen sie ihre Sendungen mit Doppel-Polarisation aus, d. h., die maximal zugelassene Sendeleistung wird je zur Hälfte auf zwei Antennen mit Horizontal- und Vertikalpolarisation aufgeteilt.

▼ **Als fünfte Videotelefonverbindung** der Sowjetunion, bei der sich die Gesprächspartner gegenseitig auf dem Bildschirm eines Fernsehgerätes sehen können, wird 1964 die Linie Taschkent–Samarkand in Betrieb genommen. Zweiseitige Videotelefonverbindungen bestehen u. a. bereits zwischen Kiew, Moskau und Leningrad und zwischen Taschkent und Andishan.

▼ **In den USA** sind kleine japanische tragbare Fernsehtransistorgeräte, sogenannte „tinyvisions“, sehr in Mode gekommen. Die US-Einfuhren aus Japan haben sich aus diesem Grund im vergangenen Jahr sprunghaft erhöht.

▼ **Vor 35 Jahren,** am 8. 3. 1929, begann die Deutsche Reichspost mit täglichen Fernsehversuchssendungen nach 23 Uhr (aber ohne Ton).

▼ **Farbige Test- und Bildsignale** wurden in Westdeutschland vom 6. bis 24. Januar 1964 täglich 1½ Stunden über insgesamt 16 Sender ausgestrahlt.

▼ **Ein Rückblickspiegel mit Tongeber** wurde im Interesse der Erhöhung der Verkehrssicherheit von einer amerikanischen Automobilfirma entwickelt. Wenn in diesem Rückblickaußenspiegel das Bild eines sich nähernden Fahrzeugs erscheint und das überholende Fahrzeug sich mit besonders hoher „Differenzgeschwindigkeit“ nähert, so wird der Tongeber im Rückblickaußenspiegel ausgelöst, wenn die Entfernung die 200-m-Grenze unterschreitet. Dem Fahrer wird dadurch über einen Lautsprecher im Wageninnern ein Warnton übermittelt.

Neue Fernsehhilfsstationen

Im Heft 21 (1963) veröffentlichten wir auf Seite 662 eine Aufstellung der Fernsehsender, Fernsehkanalumsetzer und -umlenkanlagen entsprechend dem Stand vom 30. 6. 1963. Inzwischen wurden folgende neue Anlagen in Betrieb genommen (Stand: 11. 2. 1964).

Fernsehkanalumsetzer

Standort	Sendekanal	Polarisation der Antenne
Bezirk Suhl		
Unterschönau	11	V
Blechhammer	8	V
Biberau	11	H
Katzhütte I	11	V
Katzhütte II	6	V
Roth	8	H
Bezirk Karl-Marx-Stadt		
Klingenthal II	7	H
Jöhstadt	5	V
Oberwiesenthal	5	H
Seiffen	11	H
Wilkau-Hasslau	5	H
Thum	5	H
Lunzenau	11	V
Scharfenstein	11	H
Einsiedel	11	V
Kunnersdorf	6	V
Rechenbach-Bienemühle	11	H
Scharfenstein	11	H
Bezirk Gera		
Teich-wolframsdorf	6	H
Lobenstein/Sieglitzberg	7	V
Rauda	7	H
Gera II	11	H
Wünschendorf	7	H
Bezirk Halle		
Schraplau	7	H
Breitungen	12	H
Bezirk Erfurt		
Eisenach	9	H
Weimar	12	H
Bezirk Dresden		
Meißen II	11	H
Kreischa	6	V
Schmiedeberg	6	V/H
Neustadt	11	V
Oppach	5	V
Geising	6	H
Graupa	7	H
Glashütte	6	H
Lobenau	9	V
Nossen	12	H
Bezirk Rostock		
Heringsdorf	6	H
Bezirk Leipzig		
Leipzig	7	H
Bezirk Frankfurt/Oder		
Buckow	9	H
Bad Freienwalde	8	H

Fernsehumlenkanlagen

Standort	Kanal
Bezirk Gera	
Renthendorf	8
Rothenstein	9
Uhlstedt	5
Greiz-Döhlau	8
Neuengönna	9
Krölpa	5
Döschnitz-Rohrbach	5
Bezirk Suhl	
Mönchberg	12
Unterlauscha	5
Heubach	5
Altenfeld	5
Ellingshausen	5
Bezirk Dresden	
Hinterhermsdorf	10
Bezirk Erfurt	
Faulungen	5
Vatterode	6

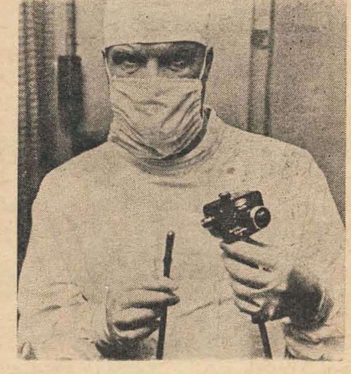
Neue Endstufentransistoren

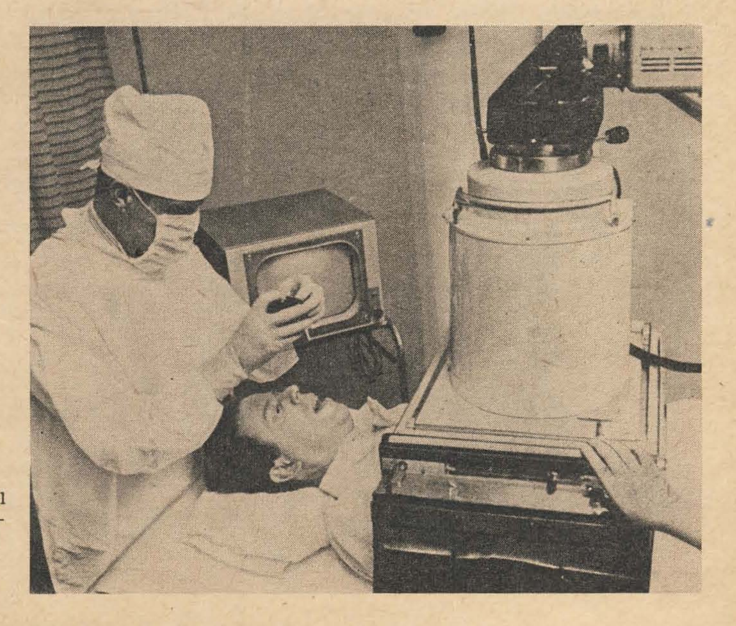
Speziell zur Verwendung in Eintakt-A-Endstufen von netzbetriebenen Transistorheimempfängern brachte die Firma Siemens den Transistortyp AD 149 heraus. Es handelt sich dabei um einen Legierungstransistor mit hochdotiertem Emittergebiet (Emittersperrspannung – 10 V). Die Emitterlegierung enthält geringfügige Beimengungen von Al.
Der innere Wärmewiderstand des Transistors (TO 3-Gehäuse) ist kleiner als 1,5 grd/W ($T_{j\,max}$ = 90 °C). Bemerkenswert ist die relativ hohe Grenzfrequenz in Emitterschaltung, die stets größer als 10 kHz ist und im Mittel bei 12 kHz liegt (Arbeitspunkt: $-U_{CE} = 2$ V, $-I_C = 0{,}5$ A). Sie ermöglicht den Bau hochwertiger NF-Verstärker, bei denen der als Endstufe eingesetzte Transistor AD 149 nahezu stromgesteuert werden kann. Der zulässige Kollektorstrom von $-I_C = 3$ A ist bei einer maximal zulässigen Kollektor-Emitterspannung von 30 V völlig ausreichend, zumal die Großsignalstromverstärkung bei diesem Kollektorstrom gegenüber dem etwa bei $-I_C = 50$ mA liegenden maximalen Wert nur um 26% abfällt.
Für hochwertige Endverstärker, die neuerdings in Musiktruhen und Plattenspielern als „eisenlose“ (single-ended) Gegentaktendstufen mehr und mehr verwendet werden, ist der Siemens-Transistor Typ AD 150 bestimmt. Er besitzt im wesentlichen die gleichen Daten wie der Typ AD 149. Bei der Zusammenstellung von Paaren läßt man bei einem Kollektorstrom von 1 A eine Abweichung der Großsignalstromverstärkungsfaktoren von höchstens 25% zu.

Sondertagung Widerstandsschweißen 1964

Der Fachunterausschuß Widerstandsschweißen im Fachausschuß Schweißtechnik der KDT veranstaltet am 16. und 17. April 1964 die dritte Tagung dieser Art. Als Tagungsort wurde Berlin gewählt.
Die Vorträge (Kurzfassungen) werden am 16. 4. 1964 und am 17. 4. 1964 vormittags im Klubhaus des VEB Fernsehelektronik, Berlin-Oberschöneweide, gehalten und diskutiert.
Der vollständige Text der einzelnen Referate wird im Heft 4 und z. T. in späteren Heften der „Schweißtechnik“ veröffentlicht.

Eine neue Methode zur Krebserkennung wurde im Stockholmer St. Eriks Hospital erfolgreich erprobt. Im nebenstehenden Bild ist links eine kleine Kamera zu sehen, die mit einer Spezialsonde in den Magen des Patienten eingeführt wird. Diese Kamera übermittelt ein Farbfoto auf einen Röntgenfernsehbildschirm (s. Bild unten), auf dem der Arzt die Lage der Kamera im Magen des Patienten erkennen kann. Eine zweite Kamera (rechts im nebenstehenden Bild) hält die auf dem Bildschirm gezeigten Ergebnisse auf Filmstreifen fest.





radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. MÄRZHEFT 5 1964

Im Grunde Fragen der Leitung

Auf Grund vieler Beschwerden über die große Zahl reparaturbedürftiger TV-Empfänger, die sich besonders im zweiten Halbjahr 1963 anhäuften, wandte sich die „Freie Presse" von Karl-Marx-Stadt an das DAMW mit der Bitte um Aufklärung und Unterstützung. Das DAMW führte Ende des Jahres zusammen mit Vertretern der Geräte- und Bauelementeindustrie eine Untersuchung im Bezirk Karl-Marx-Stadt durch. Die Ergebnisse dieser Untersuchung wurden in einer Besprechung ausgewertet, die Ende Januar 1964 in den Räumen des DAMW in Dresden stattfand und an der außer den Vertretern der „Freien Presse" und des DAMW u. a. Vertreter der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik, der VVB Rundfunk und Fernsehen, der VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, Rafena Werke Radeberg, Werk für Fernsehelektronik Berlin, WBN Teltow, Funkwerk Erfurt und ein Vertreter der Redaktion radio und fernsehen teilnahmen. Die Prüfdienststelle 333 des DAMW hatte eine Presseerklärung vorbereitet, in der alles Wesentliche zusammengefaßt war. Es wurde festgestellt, daß der Anteil an der Gesamtfehlerzahl

bei Widerständen etwa 40%

bei auf Grund der Spezialisierung innerhalb des RGW importierten

Röhren etwa 40%

bei Bildröhren etwa 10%

betrug. Die restlichen 10% Fehleranteil setzten sich zusammen aus Kondensatorausfällen, insbesondere Ausfällen von Gewaplastkondensatoren, Röhren aus der DDR-Produktion und Verarbeitungsfehlern in den Gerätewerken.

Ohne irgend etwas beschönigen zu wollen, halten wir es dennoch für notwendig, die Dinge in den richtigen Proportionen zu sehen. Fernsehempfänger sind nun einmal reparaturanfälliger als Filzpantoffeln. Laut „Funkschau" 35 (1963) H. 7 S. 422 werden in der Bundesrepublik etwa 70% aller neuen TV-Empfänger innerhalb der ersten Monate defekt. Der Leiter der TKO des VEB Rafena Werke Radeberg, Herr Tauchmann, konnte darauf hinweisen, daß die Prüffeldtechnologie in seinem Werk vollständig (auf Fließband) umgestellt und grundsätzlich verbessert worden war [siehe auch radio und fernsehen 12 (1963) H. 12 S. 359]. Die Garantiekosten bei Rafena blieben seit 1960 konstant, trotz einer Steigerung der Produktion auf 132% und der Verlängerung der Garantiezeit von einem halben Jahr auf ein Jahr. Im VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt wurden bekanntlich ähnliche Umstellungen in der Prüffeldtechnologie vorgenommen.

Dennoch besteht keinerlei Grund für irgendwelche Selbstzufriedenheit. Der hohe Ausfall an Widerständen ist nicht auf unvermeidliches Versagen von Mensch oder Maschine, sondern auf spezielle Ursachen zurückzuführen, die an sich schon seit langem bekannt aber immer noch nicht behoben sind. Es handelt sich um Fragen der Schutzlacke und der keramischen Körper der Widerstände, ferner um Fragen der Technologie im VEB WBN Teltow. Die keramische Masse, aus der die Körper der Widerstände geformt werden, enthält zuviel Alkali. Daher tritt ein Elektrolysevorgang ein, unter dessen Einfluß die Widerstände bei hoher Spannung ohne sichtbare Anzeichen hochohmig werden. Dieser Effekt ist im WBN Teltow auf Grund eines Entwicklungs-(F-)Themas bereits seit 1952 bekannt. Zehn Jahre lang wurde jedoch nichts getan. Erst als 1962 sich die auf Grund dieses Effektes auftretenden Fehler häuften und das DAMW den Widerständen die Gütezeichen entzog, begann man, die Technologie zu verändern und ernsthafte Verhandlungen mit dem keramischen Zulieferbetrieb zu führen. Dabei wurden ohne Zweifel einige Erfolge erzielt. Der Alkaligehalt der keramischen Masse sank von 4% auf 2,2 bis 2,6%. Aber der Weltstand ist $< 1\%$! Die Erfolge sind also noch nicht so groß, daß das DAMW sich in der Lage gesehen hätte, den Widerständen das Gütezeichen „1" wiederzugeben (Stand bei Redaktionsschluß dieses Artikels).

Uns scheint, daß es sich bei der Vernachlässigung und schleppenden Bereinigung dieser Probleme im Grunde um Fragen der Leitung handelt — allerdings nicht nur der Leitung des VEB WBN Teltow. Offenbar wird bei den Leitungen des VEB Lackfabrik Weißensee und des VEB Porzellanwerk Kloster-Veilsdorf die Bedeutung der Reinheit und Gleichförmigkeit des chemischen Grundmaterials für Bauelemente der Elektronik nicht gebührend gewürdigt, da es sich um relativ kleine Mengen handelt. Vielleicht wird es notwendig sein, auch hier das Produktionsprinzip in aller Konsequenz anzuwenden.

Auch bei den auf Grund der Spezialisierungsabkommen innerhalb des RGW importierten Röhren aus Polen und der ČSSR (es handelt sich im wesentlichen um die Ausfälle bei der PL 84 und der PCF 82) geht es letzthin um Leitungsprobleme, wenn auch die Dinge hier wesentlich komplizierter sind. Immerhin ergab sich aus der langen Diskussion auf der oben erwähnten Besprechung, daß — obwohl in den polnischen und tschechischen Werken einige Testserien gefahren, geprüft und für einwandfrei befunden wurden — die völlig einwandfreie Produktion dieser Röhren im VEB Funkwerk Erfurt eingestellt wurde, bevor man in Polen und der ČSSR die Technologie ganz in der Hand hatte. Auch wurden seitens des Import- und Exportbüros der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik das DAMW und seine polnischen und tschechoslowakischen Bruderorganisationen nicht in hinreichender Weise eingeschaltet. Auf technische Einzelheiten soll hier nicht weiter eingegangen werden; es sei nur erwähnt, daß die betreffenden Röhren in Rundfunkempfängern einwandfrei arbeiten — nur den Impulsbetrieb im TV-Empfänger halten sie nicht immer aus. Die bisher den Zulieferbetrieben vorgeschriebenen Prüfungsbedingungen halten sie ein — denn diese beziehen sich im wesentlichen auf das statische, nicht auf das dynamische Verhalten der Röhren!

Im VEB Werk für Fernsehelektronik dagegen wurde man mit den Problemen fertig. Die Bildröhrenausfälle, deren Anteil an den Gesamtausfällen sich im Durchschnitt auf 5% belief, stiegen Ende 1963 plötzlich auf 10% an. Es handelte sich überwiegend um Vakuumfehler. Im WF hatte man seit längerer Zeit diese Fehler kommen sehen und mit Gegenmaßnahmen begonnen, die allerdings ihr Eintreten nicht ganz abfangen konnten. Es geht um das Problem der Sockelung der Bildröhren, das jetzt gelöst ist. Der Leiter der TKO vom WF, Herr Krüger, war ermächtigt, offiziell zu erklären, daß die Sockelung der Bildröhren von WF jetzt kittlos erfolge, und daß das neue Verfahren so erfolgreich sei, daß die Garantiezeit für Bildröhren verlängert werden konnte: Ab 1. Juli 1964 beträgt die Garantiezeit für die Bildröhren B 43 G 2 und B 53 G 1 18 Monate; ab 1. Januar 1965 wird die Bildröhre B 47 G 1 ebenfalls mit einer Garantiezeit von 18 Monaten ausgeliefert. *Schäffer*

Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren

Ing. H. ZAHLMANN

VEB Stern-Radio Berlin

Vortrag (gekürzt), gehalten auf der KDT-Fachtagung „Halbleiterbauelemente in der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik" in Weimar, Oktober 1963

Von Reisesupern verlangt man heute — vom internationalen Maßstab aus betrachtet — eine Sprechleistung von mindestens 1 W. Daß dafür dem Gegentakt-B-Verstärker (Bild 1) mit fast unterdrücktem Ruhestrom der Vorrang gegeben wird, ist eine Notwendigkeit vertretbaren Batterieverbrauchs. Nur diese Arbeitspunktnutzung gestattet gegenwärtig einen vernünftigen Kompromiß zwischen erzielbarer Leistung, Verbrauch und Materialaufwand. Der Einwand, ähnliches könne man mit

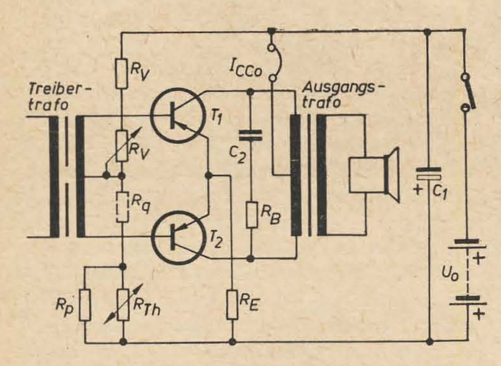


Bild 1: Gegentakt-B-Verstärker

einem amplitudengeregelten Eintakt-A-Verstärker auch erreichen, stimmt nur annähernd für Leistung und Verbrauch. Der Materialaufwand in den regelnden Vorstufen und der Endstufe ist hingegen für eine vorausgesetzt präzise Funktion nicht unerheblich größer, ganz zu schweigen von zu erwartenden Serienbau-Schwierigkeiten durch kritischere Funktionstoleranzen. Die Verbrauchscharakteristik des Gegentakt-B-Verstärkers liegt bekanntlich im Wirkungsgradüberschlag von 65%, wobei in Modulationspausen — also auch z. B. in Atempausen von Rundfunksprechern oder zwischen den Takten der Musik — die Stromaufnahme um etwa 95% gegenüber der bei größtmöglicher Lautstärke sinkt. Dieser nur den Unterschied des Ruhestrom-Mittelwertes kennzeichnende Vergleich steigert sich noch bei der Gegenüberstellung von Spitzenstrom- und Null-Aussteuerung. Daß sowohl die Größe der Sprechleistung als auch deren intermittierende Amplitude einige Anforderungen an die Güte der Stromquellen stellt, liegt auf der Hand. Die Lebensdauer muß den Verbraucher zufriedenstellen, der hinreichend kleine Innenwiderstand den Gerätehersteller. Wenn gegenwärtig für Batterien noch mit einem überschläglichen Innenwiderstand von 0,4 Ω pro 1,5 V-Zellenspannung zu rechnen ist, so ist das relativ viel. Viel insofern, weil bei der gegenwärtigen Forderung nach propagierter Sprechleistung schon etwa 20% davon in den Batterien verloren gehen kann, wenn ihr Innenwiderstand unberücksichtigt bleibt; wird er aber z. B. kapazitiv und durch Anpassungsänderung kompensiert, so steigt der Stromverbrauch um mehr als 10%, und die mögliche Betriebsdauer je Batteriesatz sinkt entsprechend. Der Verlustausgleich der Sprechleistung durch Anpassungsänderung mit höherem Stromverbrauch ist jedoch nur bedingt anzustreben, da z. B. bei unkontrollierbarem Einsatz niederohmigerer Spannungsquellen durch den Konsumenten eine Zerstörung des Verstärkers denkbar ist. Die Geräteentwicklung steht also vor der Schwierigkeit, nicht nur Fabrikationstoleranzen durch Bemessungsreserven über den vorgegebenen Propagandawert hinaus abfangen zu müssen, sondern diese Bemessungsreserven gegen Batterieverluste noch annähernd zu verdoppeln. Diese Fakten bedeuten, daß die Konkurrenzfähigkeit „tragbarer" Unterhaltungselektronik schon recht überzeugend bei der Batterieausstattung anfängt und qualitativ im Weltstand keineswegs vernachlässigt werden darf.

Dies unterstreichend muß noch auf innere Schaltungsverkopplungen durch Batterien hingewiesen werden, die sich in unerwünschten positiven oder negativen Rückkopplungen bei Geräteaufbauten äußern. Die oftmals vage Vorstellung, der Batterieinnenwiderstand sei für diesen Zusammenhang fast belanglos, widerlegt sich durch einen augenscheinlichen Vergleich. Komplette Transistor-NF-Verstärker sind mit etwa 5 ··· 10 mV Eingangssteuerspannung voll aussteuerbar, rufen dabei aber an der Batterie NF-Wechselspannungen von etwa 0,5 ··· 1 V hervor. Diese etwa hundertfach größere Störspannung setzt somit recht massive Siebketten und wohlüberlegte Leitungsführungen gegen Rückwirkungen auf die Vorstufen voraus. Die Selbsterregung als unangenehmster Grenzfall der Rückwirkung tritt fast ausschließlich nahe der unteren Grenzfrequenz des NF-Verstärkers auf, da dort die Summe der Phasenwinkel aller maßgeblichen Blindwiderstände der Schaltung den Größtwert erreicht, gleichzeitig aber der übliche Parallelelko zur Batterie von 500 μF (s. Bild 1) seine Siebwirkung verliert, denn deren Blind- und Innenwiderstand sind in diesem Frequenzgebiet annähernd gleich groß. Dies ist ein wesentlicher Grund dafür, weshalb nicht wahllos Transistoren beliebig hoher und höchster Verstärkung in der Serienfertigung verwendet werden können.

Wenn gegenwärtig überwiegend nur vom Reisesuper, mit den Importtransistoren OC 74 von Valvo oder OC 1074 von Tungsram bestückt, das erwähnte Sprechleistungsniveau verlangt wird, so ist das nur eine kurze Atempause, denn der schnurlose Heimempfänger ist mit gleichen Forderungen ebenfalls im „Kommen". Wenn unsere erweiterten Verbraucherwünsche seitens der Transistorhersteller erfüllt werden, könnten auch die kleineren Geräte eine größere Sprechleistung aufweisen, nämlich überwiegend „eisenlos".

Bezugnehmend auf das Valvo-Datenblatt, wird der Empfehlung der Kühlblechgröße von minimal 12,5 cm²/Transistor mit Kühlschelle gefolgt, für die ein Gesamtwärmewiderstand $K \leq 0{,}09$ °C/mW angegeben ist.

Werden für die Außentemperatur 45 °C zugrunde gelegt, so ergibt sich für die maximal zulässige Kollektorverlustleistung

$$P_{c\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{K} = \frac{75\,°C - 45\,°C}{0{,}09\,°C/mW} = 333\,mW \tag{1}$$

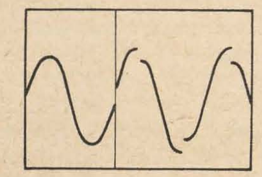


Bild 2: Sinusverlauf mit Überlappungsfehler

Die Verlustleistung verspricht uns vorerst eine Sprechleistung von

$$P_{cc\,opt} \leq \frac{\pi^2}{2} P_{C\,max} \leq 5\,P_{C\,max}$$

Unter Berücksichtigung der Kollektorrestspannung U_{CEO} im Verhältnis zur Batteriespannung U_o mit $U_{CEO} \approx 0{,}05 \cdot U_o$ wird

$$P_{cc\,opt} = 5\,P_{C\,max} \left(\frac{U_o - U_{CEO}}{U_o}\right)^2 = 5\,P_{C\,max} \left(\frac{0{,}95 \cdot U_o}{U_o}\right)^2 = 4{,}5\,P_{C\,max} \tag{2}$$

somit also

$$P_{cc\,opt} = 4{,}5\,P_{C\,max} = 4{,}5 \cdot 333\,mW = 1{,}5\,W$$

Ob diese Sprechleistung wirklich mit diesem Transistortyp erzielbar ist, hängt nicht so sehr von den Bauteilverlusten ab, als vielmehr von der bereitzustellenden Batteriespannung und den übrigen Transistorgrenzwerten. Da es sich um ein transportables Gerät handelt, steht die mit 1,5 V mögliche Batterie-Spannungsstaffelung zur Diskussion, denn Industriegeräte für den Massengebrauch sollten zweckmäßig nur mit allgemein käuflichen Stromquellen ausgerüstet werden. Wieweit diese Staffelung den Transistortyp ausnutzt, darüber gibt die Gleichung für die kritische Batteriespannung $U_{o\,krit}$ Auskunft, unterhalb der der Daten-Grenzstrom $I_{C\,max}$ nicht ausreicht, den nach Gleichung (1) errechneten Verlustleistungswert zu realisieren. Bei

$$U_{o\,krit} = \pi^2 \frac{P_{C\,max}}{I_{C\,max}} = 10 \cdot \frac{333\,mW}{300\,mA} = 11{,}1\,V \tag{3}$$

wird die Verlustleistungshyperbel im Kennlinienfeld beim Durchsteuerungsgrad m = 0,64 nicht geschnitten, wenn die Arbeits-

gerade durch $I_{C\,max} = 300$ mA gelegt ist. Diese 11,1 V Betriebsspannung bildet aber ein Kriterium, denn die Grenzwert-Kollektor-/Emitterspannung des Transistors beträgt laut Hersteller 20 V, die auch im dynamischen Betriebsverhalten nicht überzogen werden darf. Da im Gegentakt-Betrieb im Moment der Volldurchsteuerung des einen Transistors fast die gesamte Batteriespannungshöhe als Wechselspannungsamplitude an einer Primärhälfte der Ausgangstrafowicklung auftritt, erhöht sich für den zweiten Transistor die Kollektorspannung durch die magnetisch gekoppelte, zweite Primärhälfte auf den doppelten Amplitudenbetrag (also etwa 22 V). Damit verbietet sich gemäß der Grenzspannung dieser Betriebsfall, und es kommt mit Rücksicht auf die Batterie-Spannungsstaffelung nur der 9-V-Betrieb in Betracht. Dieser ermöglicht die Auswahl zwischen drei handelsüblichen Batteriearten, nämlich sechs Monozellen, drei 3-V-Stabbatterien und zwei 4,5-V-Flachbatterien. Da nun die Leistungsverstärkung mit der Betriebsspannung abnimmt, vermindert sie sich vom möglichen Optimum um den Faktor g

$$g = \frac{U_o}{U_{o\,krit}} = \frac{9\,V}{11\,V} = 0{,}82\,, \qquad (4)$$

was in jedem Fall als Verstärkungsverlust für den Gesamtverstärker gilt.

Natürlich sinkt auch bei gleichem $I_{C\,max}$ die optimale Sprechleistung um den Minderungsfaktor von 1,5 W auf $1{,}5 \cdot 0{,}82 = 1{,}22$ W und die Verlustleistung auf 333 mW · 0,82 = 270 mW.

Der bei Impulsbetrieb für den OC 74 wesentliche Scheitelstromwert $I_{C\,max}$ wird mit 600 mA angegeben, allerdings unter Einschränkung des Gleichstromgrenzwertes — $I_{C\,max} = 300$ mA mit der Integrationszeit $t_{av} = 20$ ms. Damit wird klar, daß Kollektorstromimpulsspitzen von maximal 600 mA einen mit 20 ms begrenzten Zeitstromwert von 300 mA nicht überschreiten dürfen. Ohne Intervallangabe der Impulsfolge bedeutet dies aber doppelzeitgleiche periodische Impulsfolge $t_f = 2 \cdot t_{av}$, woraus ein Dauer-Gleichstromwert von $-I_C = -I_{C\,max}/2 = 150$ mA ableitbar ist. Da bei B-Verstärkern nur die wechselseitige Halbzeitbelastung je Transistor wirksam ist, wird für die Sinus-Dauerstrich-Spitzenstromaussteuerung

$$\hat{I}_{C\,max} = -I_C \cdot 2\sqrt{2} = 150\text{ mA} \cdot 2{,}83 = 425\text{ mA}$$

und zwar für alle Frequenzen bis zur unteren Grenzfrequenz

$$f_u = \frac{1}{t_f} = \frac{1}{2 \cdot t_{av}} = \frac{1}{2 \cdot 20\text{ ms}} = 25\text{ Hz}$$

Durch diesen neuen Sinusspitzenwert von 425 mA vermindert sich nach Gleichung (3) die kritische Batteriespannung von 11,1 V auf

$$10 \cdot \frac{333\text{ mW}}{425\text{ mA}} = 7{,}8\text{ V}.$$

Noch bei dieser Spannung ist die Sprechleistung von $P_{cc\,opt} = 1{,}5$ W nach Gleichung (2) erzielbar und natürlich erst recht bei dem vorgegebenen 9-V-Betrieb unter Teilnutzung des möglichen Sinusspitzenstromwertes 425 mA.

Um Auswirkungen von exemplarbedingten U_{BE}-Streuungen zu vermindern, wird in die gemeinsame Emitterzuleitung beider Transistoren ein Widerstand ohne kapazitive Überbrückung gelegt, dessen Spannungsabfall zweckmäßig in der Größenordnung der Basisvorspannung $-U_{BE}$ für Gleichstromvollaussteuerung liegen kann, also

$$R_E = \frac{U_{BE}}{I_E} = \frac{0{,}45\,V}{0{,}3\,A} = 1{,}5\,\Omega \qquad (5)$$

Wählt man R_E größer, z. B. 4,7 Ω, so kann man, abgesehen vom Leistungsverlust u. ä., auf dem Oszillografenschirm bei noch nicht erreichter Vollaussteuerung eine zusätzliche Verzerrung bemerken, die nicht mit der normalen Aussteuerbegrenzung identisch ist. Diese Verzerrung scheint um so zeitiger einzusetzen, je mehr die einzelnen Transistoren des zusammengehörigen Pärchens tolerieren. Die Sprechleistung unter Berücksichtigung des gemeinsamen Emitterwiderstandes R_E nach Gleichung (5) ist bestimmbar durch

$$P_{cc} = \frac{\pi^2}{2} P_{C\,max} \left(1 - \frac{U_{CEO}}{U_o}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{\pi^2 \cdot R_E \cdot P_{C\,max}}{U_o^2}\right) \qquad (6)$$

oder

$$P_{cc} = \frac{5\,P_{C\,max} \cdot \hat{U}_{CE}^2}{10\,P_{C\,max} \cdot R_E + U_o^2} \qquad (7)$$

mit

$$\hat{U}_{CE} = U_o - U_{CEO} \qquad (8)$$

Die im Berechnungsbeispiel nach Gleichung (2) gefundene Lösungsform mit den Gleichungen (7) und (8) ausgewertet ergibt

$$P_{cc} = \frac{4{,}5\,P_{C\,max} \cdot U_o^2}{10\,P_{C\,max} \cdot R_E + U_o^2} = \frac{4{,}5 \cdot 0{,}333\,W \cdot 9\,V^2}{10 \cdot 0{,}333\,W \cdot 1{,}5\,\Omega + 9\,V^2} = 1{,}41\,W \qquad (9)$$

Durch den Emitterwiderstand $R_E = 1{,}5\,\Omega$ sinkt also die Sprechleistung von 1,5 W auf 1,41 W um 90 mW.

Der sich dabei einstellende Spitzenstrom beträgt überschläglich

$$\hat{I}_C = \frac{2\,(P_{cc} + P_{RE})}{0{,}95 \cdot U_o} = \frac{2\,(1{,}41\,W + 0{,}09\,W)}{0{,}95 \cdot 9\,V} = 351\text{ mA} \qquad (10)$$

Er beinhaltet also noch genügend Reserve bis zur möglichen Aussteuerspitze von $\hat{I}_{C\,max} = 425$ mA, um mit dem Emitterwiderstand R_E die angestrebte Sprechleistung von 1,5 W zu erreichen. Setzen wir deshalb in die den Außenwiderstand bestimmende Gleichung, die ebenfalls den Emitterwiderstand berücksichtigt, den angestrebten Sprechleistungswert ein, so erhält man

$$R_{cc} = \frac{(U_o - U_{CEO})^2}{2\,P_{cc}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8\,P_{cc} \cdot R_E}{(U_o - U_{CEO})^2}}\right)^2 \qquad (11)$$

$$R_{cc} = \frac{0{,}9 \cdot U_o^2}{2\,P_{cc}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8\,P_{cc} \cdot R_E}{0{,}9 \cdot U_o^2}}\right)^2 = \frac{0{,}9 \cdot 9\,V^2}{2 \cdot 1{,}5\,W} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 1{,}5\,W \cdot 1{,}5\,\Omega}{0{,}9 \cdot 9\,V^2}}\right)^2 = 24{,}3 \cdot 3{,}5 = 85\,\Omega \qquad (12)$$

Es lassen sich alle weiteren interessierenden Beweisgrößen in bezug auf Grenzwertsicherung wie folgt errechnen:

Der Belastungswiderstand/Transistor beträgt

$$R_c = \frac{R_{cc}}{4} + R_E = \frac{85\,\Omega}{4} + 1{,}5\,\Omega = 22{,}75\,\Omega \qquad (13)$$

Der Spitzenstrom/Transistor steigert sich von 351 mA in Gleichung (10) auf

$$\hat{I}_C = \frac{\hat{U}_{CE}}{R_c} = \frac{0{,}95 \cdot U_c}{R_c} = \frac{0{,}95 \cdot 9\,V}{22{,}7\,\Omega} = 377\text{ mA} \qquad (14)$$

Der optimale Ruhestrom/Transistor von 150 mA behält noch einen gegen Übersteuerung sichernden Abstand, denn der Kollektorstrom-Mittelwert beträgt nur

$$-I_C = \frac{\hat{I}_C}{\pi} = \frac{377\text{ mA}}{3{,}14} = 120\text{ mA/Transistor} \qquad (15)$$

Die Verlustleistung je Transistorstromkreis muß natürlich größer sein als die nach Gleichung (1) bestimmte Verlustleistung von 333 mW/Transistor, jedoch entfällt der Überbetrag eindeutig auf den Emitterwiderstand von $R_E = 1{,}5\,\Omega$. Bei der kritischen Durchsteuerung von m = 0,64 wird die zugelassene Belastung eingehalten.

$$P_{C\,max} = \frac{U_o^2}{\pi^2 \cdot R_c} - \frac{\hat{I}_C^2 \cdot R_E}{\pi^2} = P_{C+RE} - P_{RE} \qquad (16)$$

$$= \frac{9\,V^2}{10 \cdot 22{,}7\,\Omega} - \frac{0{,}377\,A^2 \cdot 1{,}5\,\Omega}{10} = 0{,}356\,W - 0{,}022\,W = 334\text{ mW}$$

Der für Gleichung (16) geltende Zusammenhang der Lastaufteilung trifft auch für die Sprechleistungs-Aufteilung zu.

$$P_{cc\,opt} = \frac{0{,}95\,U_o \cdot \hat{I}_C}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} - \frac{\hat{I}_C^2 \cdot R_E}{(\sqrt{2})^2} = P_{cc+REE} - P_{REE} \qquad (17)$$

$$= \frac{8{,}55\,V \cdot 0{,}377\,A}{2} - \frac{0{,}377\,A^2 \cdot 1{,}5\,\Omega}{2} = 1{,}61\,W - 0{,}107\,W = 1{,}5\,W$$

Vergleichsweise gegenübergestellt ruft also die Steigerung der Sprechleistung von 1,41 W auf 1,5 W eine am Emitterwiderstand verlorengehende Wechselleistungs-Steigerung von 90 mW auf 107 mW hervor. Entsprechend der Erwärmungszeitkonstante des Emitterwiderstandes und der nur intermittierend auftretenden Vollaussteuerung könnte man einen mit 0,125 W belastbaren Emitterwiderstand von 1,5 Ω der Normreihe als ausreichend erachten. Da er bei Vollaussteuerung eine Gegenspannung zur Eingangs-Steuerspannung von

$$\hat{U}_{RE} = \hat{I}_C \cdot R_E = 0{,}337\,A \cdot 1{,}5\,\Omega = 0{,}56\,V \qquad (18)$$

hervorruft, ist dieser Betrag zusätzlich als Steuerspannung aufzubringen. Der Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt somit unter Berücksichtigung der Gegenspannung und überschläglich kalkulierten Richtwerte aus dem Datenblatt

$$R_e = \frac{\hat{U}_{BE} + \hat{U}_{RE} - U_{BEO}}{\hat{I}_C/\beta'} = \frac{0{,}5\,V + 0{,}56\,V - 0{,}17\,V}{0{,}377\,A/50} = 120\,\Omega \qquad (19)$$

Der angeführte Großsignal-Stromverstärkungsfaktor $\beta' \approx 50$ bringt also den erfor-

derlichen Basissteuer-Spitzenstrom $\hat{I}_B$ von 7,5 mA zur Aussage, womit die Steuerleistung P_e bestimmbar wird.

$$P_e = \frac{(I_B)^2}{2} R_e = \frac{0{,}0075\,A^2}{2} \cdot 120\,\Omega = 3{,}4\,mW \tag{20}$$

Der Quotient aus Sprechleistung und Steuerleistung ergibt somit die reine Leistungsverstärkung des Endverstärkers zu

$$V_N = \frac{P_{cc}}{P_e} = \frac{1500\,mW}{3{,}4\,mW} = 440 \triangleq 26{,}4\,dB \tag{21}$$

„Reine Leistungsverstärkung" deshalb, weil der Eingangswiderstand R_e durch den Basisspannungsteiler und der Treibertrafo-Sekundärwicklung um etwa 50% gesteigert ein R_e' von etwa 180 Ω ergibt, wodurch die erforderliche Steuerspannung und damit Steuerleistung um 50% steigt.

Da bei vorausgesetzt sauberer Vorstufenfunktion die definitive Klirrfaktorgrenze von 10% eine auch etwa 10% betragende Übersteuerung der Endstufe gestattet — was eine 20%ige Sprechleistungszunahme bedeutet — wird damit auch der im Mittel etwa 20%

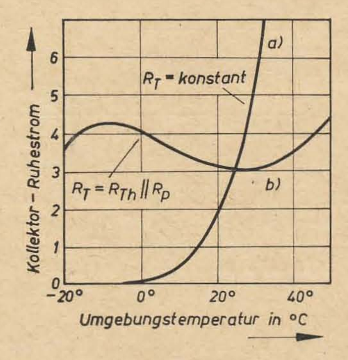


Bild 3: $I_{CO} = f\,(T)$, a) mit Teilerwiderstand ohne Temperaturgang, b) mit stabilisierendem Teilerwiderstand

betragende Verlust im Ausgangstrafo gedeckt. Erweitert heißt das für diesen Betriebsfall nochmals nach Gleichung (2)

$$P_{cc\,opt} = 4{,}5\,P_{C\,max} = N_a \text{ (bei 10\% Klirrfaktor)} \tag{22}$$

Real betrachtet ist die Sprechleistung von 1,5 W ab Sekundärwicklung des Ausgangstrafos nur einem Optimum von Zufalls-Toleranzen vorbehalten. Diese sind: exakte Symmetrie des Transistorpärchens, neue Batterie mit sehr geringem Innenwiderstand, begünstigende Toleranzen der im Verstärker verwendeten Bauelemente. Da aber z. B. Transistorpärchen schon um den Faktor 1,25 unterschiedlich sein können, die übrigen Bauteile einschließlich Lautsprecher auch mindestens um ± 10% von ihrem Sollwert abweichen können, ist nur ein Propagandawert von etwa 1 W Sprechleistung vertretbar.

Das Übersetzungsverhältnis des Gegentakt-Ausgangstrafos ist auf zweierlei Arten errechenbar und bei Endstufen mit Emitterwiderstand R_E zu unterscheiden. Das literaturübliche auf R_{cc} oder R_c bezogene Verhältnis $ü_2$ oder $ü_1$ muß in der $ü_2$-Gleichung den Wirkungsgrad η und die Lautsprecherimpedanz R_L beinhalten, bei der Übersetzungsgleichung für $ü_1$ aber zusätzlich den Emitterwiderstand berücksichtigen, so daß das $ü_2/ü_1$-Verhältnis immer 2/1 beträgt.

$$ü_2 = \frac{n_{p1} + n_{p2}}{n_s} = \sqrt{\eta \frac{R_{cc}}{R_L}} = \sqrt{0{,}8 \frac{85\,\Omega}{4\,\Omega}} = 4{,}12 \tag{23}$$

$$ü_1 = \frac{n_{p1}}{n_s} = \sqrt{\eta \frac{R_c - R_E}{R_L}}$$

$$= \sqrt{0{,}8 \frac{22{,}75\,\Omega - 1{,}5\,\Omega}{4\,\Omega}} = 2{,}06 \tag{24}$$

Das in der NF-Technik als Boucherot-Glied bekannte RC-Glied zum Impedanzausgleich des Lautsprechers bei höheren Frequenzen hat teilweise beim Transistor-Gegentakt-B-Verstärker wieder an Bedeutung gewonnen. So ist überwiegend an Verstärkern mit fehlender oder nur geringer Gegenkopplung festzustellen, daß bei Tonfrequenzen zwischen 6 bis 10 kHz in einer Bandbreite von einigen hundert oder auch tausend Hertz die eingespeiste Sinusamplitude am Ausgang zerrissen erscheint. Dieser sogenannte Überlappungsfehler bildet Oberwellen aus und steigert hörbar den Klirrgrad, außerdem sind bei engbegrenztem Aufbau mit einem Empfänger-HF-Teil Langwellenstörungen denkbar. Hier schafft das erwähnte Boucherot-Glied Abhilfe, indem dessen ohmscher Widerstand zweckmäßig dem des Außenwiderstandes R_{cc} angeglichen wird und der zugehörige Reihenkondensator nur soweit vergrößert wird, daß der Überlappungseffekt (Bild 2) gerade verschwindet. Dieser Reihenkondensator liegt überwiegend zwischen 50 nF und 0,5 µF.

Wesentlich ist die Frage des Stromverbrauchs für ein Batteriegerät. Der Kollektorruhestrom wird nur so groß gewählt, daß bei der Kleinsignalverstärkung die Kennlinienanfangskrümmung nicht den Klirrfaktor vergrößert. Eine vertretbare Größe des gemeinsamen Kollektorruhestromes wird vorgegeben durch die Gleichung

$$I_{CCO}' = \frac{2\,P_{C\,max}}{\pi^2\,U_o} = \frac{P_{C\,max}}{5 \cdot U_o} = \frac{333\,mW}{5 \cdot 9\,V}$$

$$= 7{,}4\,mA \tag{25}$$

Nicht ganz unproblematisch ist die Bestimmung des zweckmäßigsten Basisteilerstromes, wenn Thermistoren zur Temperaturstabilisierung verwendet werden. Literaturangaben weisen sehr richtig darauf hin, daß ein hoher Teilerquerstrom wegen des Wirkungsgrades und ein zu hochohmiger Teiler wegen des Verstärkungsverlustes abzulehnen ist, beziehen sich aber immer auf den Basisspitzenstrom für Vollaussteuerung, der unterschiedlich mit dem Faktor 1 ··· 3 versehen, den Teilerquerstrom bestimmen soll. Dies würde für die hier behandelte Endstufe bedeuten, daß der Teilerstrom

$$I_T = \frac{\hat{I}_C}{\beta'}(1 \cdots 3) = \frac{377\,mA}{50}(1 \cdots 3)$$

$$= 7{,}5 \cdots 22{,}5\,mA \tag{26}$$

betragen könnte.

Die Tatsache, daß zur verzerrungsarmen Aussteuerung von Endstufen die Stromsteuerung die Spannungssteuerung überwiegen muß, läßt die querstromarme Teilerauslegung zweckentsprechender erscheinen (Bild 4).

Betrachten wir den Einsatz eines Thermistors vom Typ TNK-10 in der vorliegenden Endstufe, in der die Basisvorspannung — U_{BEO} mit einkalkuliertem Emitterwiderstand etwa 0,17 V betragen müßte, so ergibt das einen ohmschen Teilerwert für den Thermistor von

$$R_T = \frac{U_{BEO}'^2}{N_{Tho}} = \frac{0{,}17\,V^2}{1\,mW} = 30\,\Omega \tag{27}$$

durch den ein Querstrom von

$$I_T = \frac{U_{BEO}}{R_T} = \frac{0{,}17\,V}{30\,\Omega} = 5{,}7\,mA \tag{28}$$

fließen dürfte, ohne den Eigenerwärmungsgrenzwert von 1 mW zu überschreiten. Nehmen wir diesen Teilerstrom als verbindlich an, so muß zur Errechnung des Teilervorwiderstandes dieser Stromfluß nur ganz unwesentlich auf etwa 5,9 mA zwecks Basisstromspeisung beider Transistoren gesteigert werden, so daß der Vorwiderstand

$$R_V = \frac{U_o - U_{BEO}'}{I_T + I_{BBO}} = \frac{9\,V - 0{,}17\,V}{5{,}7\,mA + 0{,}2\,mA}$$

$$= 1{,}5\,k\Omega \tag{29}$$

betragen müßte.

Zum Toleranzausgleich aller in diesem Komplex liegenden Teile teilt man zweckmäßig den Vorwiderstand R_V in eine Reihenschaltung bestehend aus einem Festwiderstand von z. B. 1 kΩ und einem Einstellregler von ebenfalls 1 kΩ auf, so daß bei dessen angenäherter Mittelstellung die wahrscheinliche Toleranzmitte des Soll-Kollektorruhestromes zu liegen kommt.

Dieses Teiler-Berechnungsbeispiel sollte ausschließlich zeigen, mit welchen stabilisierenden Basisteilerströmen man größenordnungsmäßig rechnen kann, ohne vom Thermistor mit Stromwärme-Zusatzeffekten schon bei normaler Umgebungstemperatur überrascht zu werden. Ändert man nun die Umgebungstemperatur, so wird der positive Temperaturgang des Kollektorruhestromes wunschgemäß gegenläufig beeinflußt, aber es wird in falscher Größenordnung kompensiert, nämlich zu viel.

Da Transistoren ihren Ruhestrom etwa je 10 °C Temperatursteigerung verdoppeln, beträgt im Beispiel die Temperatursteilheit etwa

$$S_t = \frac{\Delta I_{CCO}'}{\Delta t} = \frac{7{,}4\,mA}{10\,°C} = 0{,}74\,mA/°C \tag{30}$$

Daraus resultiert mit $S = 2 \cdot 150\,mA/V \triangleq 0{,}3\,mA/mV$ eine Regelempfindlichkeit von etwa

$$E_{Tr} = \frac{S_t}{S} = \frac{0{,}74\,mA/°C}{0{,}3\,mA/mV} = 2{,}45\,mV/°C \tag{31}$$

Mit der Feststellung, daß ein Thermistor im hier interessierenden Temperatur- und

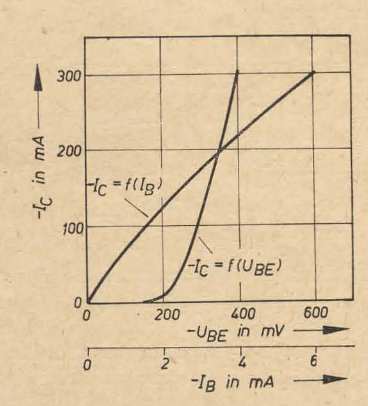


Bild 4: $I_C = f\,(I_B)$ verläuft weit linearer als $I_C = f\,(U_{BE})$, weshalb überwiegende Stromsteuerung den Klirrfaktor mindert

Widerstandsbereich seinen ohmschen Widerstand je 20 °C Temperatursteigerung etwa halbiert, was einer Variation $V_{Th} = 2$ entspricht, beträgt seine beispielsgebundene Regelempfindlichkeit

$$-E_{Th} = \frac{U_{BEO}'}{\Delta t} \cdot \frac{V_{Th} - 1}{V_{Th}} = \frac{170\,\text{mV}\,(2-1)}{20\,°\text{C} \cdot 2}$$
$$= 4{,}3\,\text{mV}/°\text{C} \qquad (32)$$

Der Quotient aus der Regelempfindlichkeit von Transistor und Thermistor

$$k = \frac{E_{Tr}}{E_{Th}} = \frac{2{,}45\,\text{mV}/°\text{C}}{4{,}3\,\text{mV}/°\text{C}} = 0{,}57 \qquad (33)$$

besagt, daß nur 57% der vom Thermistor gelieferten Regelspannung als Kompensationsspannung an den Basen der Transistoren benötigt werden, um den mit der Temperatur hochlaufenden Ruhestrom stabil zu halten. Dieser Überhang an vorhandener Regelspannung wird überwiegend durch einen zum Thermistor parallel geschalteten Widerstand beseitigt. Beträgt die uneingeschränkte Thermistor-Variation $V_{Th} = 2$ je 20 °C, so wird seine eingeschränkte Variation

$$V = \frac{V_{Th}}{V_{Th} - k\,(V_{Th} - 1)} = \frac{2}{2 - 0{,}57\,(2-1)}$$
$$= 1{,}4 \qquad (34)$$

Damit läßt sich ein Faktor p bestimmen, der den Widerstandswert des Thermistors R_{Th} und den des Parallelwiderstandes R_P errechnen läßt, die parallel geschaltet unmittelbar den in Gleichung (27) geforderten Widerstandswert für R_T von 30 Ω ergeben sowie die eingeschränkte Parallelvariation V nach Gleichung (34) beinhalten.

$$p = \frac{V - 1}{V_{Th} - V} = \frac{1{,}4 - 1}{2 - 1{,}4} = 0{,}67 \qquad (35)$$

Der Thermistor-Widerstandswert beträgt damit

$$R_{Th} = R_T \frac{(p+1)}{p} = 30\,\Omega \frac{(0{,}67+1)}{0{,}67} = 75\,\Omega \qquad (36)$$

und der zugehörige Parallelwiderstand

$$R_P = R_T\,(p+1) = 30\,\Omega\,(0{,}67+1)$$
$$= 50\,\Omega \qquad (37)$$

Der Thermistor ändert gemäß seiner beispielsgebundenen Variations-Vorgabe $V_{Th} = 2$ seinen auf 20 °C Umgebungstemperatur bezogenen Wert aus Gleichung (36) mit der Temperatur 40 °C und 0 °C auf

$$R_{Th\,40} = R_{Th}/V_{Th} = 75\,\Omega/2 = 37{,}5\,\Omega \qquad (36a)$$

$$R_{Th\,0} = R_{Th} \cdot V_{Th} = 75\,\Omega \cdot 2 = 150\,\Omega \qquad (36b)$$

In Parallelschaltung mit dem temperaturstabilen Widerstand R_P nach Gleichung (37) ergeben sich in gleicher Temperaturreihenfolge die eingeschränkten R_T-Werte von

$$R_{T\,20} = \frac{R_{Th\,20} \cdot R_P}{R_{Th\,20} + R_p} = \frac{75\,\Omega \cdot 50\,\Omega}{75\,\Omega + 50\,\Omega} = 30{,}0\,\Omega \qquad (38)$$

$$R_{T\,40} = \frac{R_{Th\,40} \cdot R_P}{R_{Th\,40} + R_P} = \frac{37{,}5\,\Omega \cdot 50\,\Omega}{37{,}5\,\Omega + 50\,\Omega}$$
$$= 21{,}4\,\Omega \qquad (38a)$$

$$R_{T\,0} = \frac{R_{Th\,0} \cdot R_P}{R_{Th\,0} + R_P} = \frac{150\,\Omega \cdot 50\,\Omega}{150\,\Omega + 50\,\Omega} = 37{,}5\,\Omega \qquad (38b)$$

Der Quotient der Widerstandsänderung von 20 °C zu 40 °C Umgebungstemperatur entspricht dem zugehörigen Regelspannungsverhältnis entsprechend der Variation V nach Gleichung (34)

$$V = \frac{R_{T\,20}}{R_{T\,40}} = \frac{U_{BEO}}{U_{BEO} - E_{Tr} \cdot \Delta t} = \frac{30\,\Omega}{21{,}4\,\Omega}$$
$$= \frac{170\,\text{mV}}{170\,\text{mV} - 2{,}45\,\text{mV}/°\text{C} \cdot (40 - 20\,°\text{C})} = 1{,}4 \qquad (39)$$

worin $E_{Tr} \cdot \Delta t = 2{,}45\,\text{mV}/°\text{C} \cdot (40 - 20\,°\text{C}) = 49\,\text{mV}$ den Regelhub darstellt. In Richtung Temperatursteigerung ab der Bezugstemperatur von 20 °C wird also die angestrebte Stabilisierungsvorgabe erfüllt. Die errechnete Widerstandskombination, bestehend aus den Werten nach den Gleichungen (37) und (36), schützt die Endstufentransistoren vor erhöhtem Ruhestrom bis zur Umgebungstemperatur von 40 °C.

Der Regelhub für den entgegengesetzten Temperaturverlauf wird nur mit 87% erfüllt und kann mit dem zusätzlichen Reihenwiderstand R_q (s. Bild 1) bei gleichzeitig gegenläufiger Verschiebung der R_{Th}- und R_T-Werte ausgeglichen werden, um Arbeitspunkt, Hubsymmetrie und Hub zu erfüllen. Bild 3 zeigt den tendenziösen Kollektor-Ruhestromverlauf mit und ohne kompensierenden Spannungsteiler.

Den Berechnungsgang genau durchzuführen, ist wenig sinnvoll, denn letztlich wird das Ergebnis des Teilerbeispiels auf Thermistoren bezogen, deren Toleranz nicht unter ± 10% liegt, deren Temperaturgang ebenfalls überschläglich 10% abweichen kann. Außerdem sind Thermistoren nur in Wertesprüngen von 21% zu erhalten.

Für eine industrielle Fertigung ist natürlich eine eingehende Komplexuntersuchung notwendig. Fachleute mit Stabilisierungserfahrungen weisen darauf hin, daß die empirische Auslegung des Stabilisierungskomplexes überwiegt und Berechnungen fast nur zur Anfangsorientierung stattfinden.

Literatur

[1] Rathmann, K.: Probleme der eisenlosen Endstufe. radio und fernsehen 12 (1963) H. 2 S. 56

[2] Mattfeld, S.: Dimensionierung von Transistor-Gegentakt-B-Verstärkern. Telefunken-Röhren- und Halbleitermitteilungen RMI 6208/92

[3] Telefunken-Laborbuch, 1. Ausgabe 1958

[4] KWH-Katalog: Oxydische Halbleiterwiderstände, Ausgabe 1963

10-m-Parabolantenne für die Messung des troposphärischen Fernfeldes

In der Außenstelle Kolberg des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes werden seit einigen Jahren Messungen an Richtfunkstrecken weit hinter dem optischen Horizont durchgeführt. Über zwei Strecken (Prag — Kolberg und Poznań — Kolberg) wurde bereits in radio und fernsehen berichtet [1] [2].

Als Antennen konnten bisher maximal 4-m-Parabolantennen eingesetzt werden. Diese reichen zwar für die statistischen Untersuchungen im allgemeinen aus, ein besserer Signal/Rauschabstand ist jedoch wünschenswert. Außerdem sind die 4-m-Antennen für spezielle Untersuchungen wenig geeignet. In Kolberg wurde daher eine leistungsfähigere Antenne mit einem Durchmesser von 10,5 m aufgebaut (s. Titelbild). Um die Antenne möglichst universell einsetzen zu können, kann der Winkelbereich von 120° bis 290° überstrichen werden. Nach oben läßt sich die Antenne um 12° und nach unten um 5° schwenken. Damit ist es z. B. auch möglich, Untersuchungen der Winkelabhängigkeit der einfallenden Strahlung durchzuführen. Dafür ist eine möglichst scharfe Richtcharakteristik erwünscht. Die Antenne wird zur Zeit für eine Frequenz von 1100 MHz eingesetzt. Dabei beträgt der Gewinn 36,5 dB bei einem Flächenwirkungsgrad von q = 0,6. Die Halbwertsbreite ist horizontal 2° und vertikal 1,6°. Das Gesamtgewicht einschließlich des 13 m hohen Turmes beträgt 31 t. Die Antenne ist von der Meßhütte aus fernsteuerbar.

Die Registrierungen erfolgen normalerweise mit Tintenschreibern mit einem Vorschub von 6 cm/h. Wahlweise können jedoch auch schnellere Schreibgeschwindigkeiten verwendet werden.

Zur Einweihung der Anlage wurden von einem Tonband die Begrüßungsrede und Erklärungen über Aufbau und Wirkungsweise der Antenne auf der Überreichweitenstrecke Radebeul — Kolberg (d = 125 km) übertragen. Dazu war in Radebeul ein Sender mit einer Leistung von nur 10 Watt in Betrieb; in Radebeul befindet sich eine 2,5-m-Parabolantenne. Die Strecke verläuft über 92 km ohne optische Sicht von der Sende- oder Empfangsantenne aus. Trotz sehr schlechter Ausbreitungsbedingungen an diesem Tage war auch ohne Diversity-Betrieb eine gute Qualität der Übertragung vorhanden.

Es ist beabsichtigt, mit der Antenne in nächster Zeit auf verschiedenen Strecken Messungen durchzuführen.

Dr. U. Kühn

Literatur

[1] Beckmann, P., und Kühn, U.: Die Einrichtung einer 1,3-GHz-Strecke zwischen Prag und Kolberg bei Berlin. radio und fernsehen 9 (1960) H. 3 S. 71

[2] Kühn, U.: Poznań — Kolberg, eine Meßstrecke bei 1200 MHz. radio und fernsehen 10 (1961) H. 12 S. 391—393

Neue Geräte des VEB Funkwerk Dresden

AUTORENKOLLEKTIV

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Dresden

Im folgenden stellen wir Neuentwicklungen des VEB Funkwerk Dresden auf dem Gebiete der elektronischen Meßtechnik vor, u. a. auch Meßgeräte für die halbleiterherstellende Industrie, die aber auch für die Anwender von Halbleitern interessant sein dürften, sowie Neuentwicklungen der UKW-Verkehrsfunktechnik.

Fehlerortungsgerät FOG 301

Das Gerät schließt eine in dem bisherigen Sortiment der FOG's klaffende Lücke und gestattet die Einmessung eines einmaligen Überschlages in Energiekabeln. Diese Art Fehler trat sehr häufig auf und war mit dem bisher vorhandenen Meßgerätesortiment nicht meßbar. Das Meßprinzip beruht auf der Impuls-Echo-Methode. Die Anzeige erfolgt in moderner Digitalform (Tableau-Anzeige). Das Gerät ist volltransistorisiert und als Einschubgerät in Schatulle ausgeführt. Der Aufbau erfolgt in gedruckter Schaltung im Baukastensystem der Meßtechnik. Die maximale Reichweite von etwa 16 km ermöglicht den Einsatz des Gerätes an allen Starkstromkabeln. Die Meßgenauigkeit beträgt etwa 20 m, wobei durch entsprechende Zusatzeinrichtungen innerhalb dieser Zone die Fehlerstelle punktgenau bestimmt werden kann. Durch das geringe Gewicht von etwa 15 kp und die kleinen Abmessungen von 359 × 236 × 180 mm läßt es sich leicht transportieren und bequem im Meßfahrzeug unterbringen.

Drehzahlmeßzusatz DMZ 101

Dieses Gerät (Bild 1) ist eine Zusatzeinrichtung zu dem Frequenzzeiger FZ 301 des VEB Funkwerk Dresden. Es gestattet die Drehzahlmessung mit Hilfe einer lichtelektrischen Abnahme von Markierungen auf dem sich drehenden Teil. Der eingebaute Verstärker paßt das Gerät an den Frequenzzeiger FZ 301 an, und damit ist die Möglichkeit gegeben, ohne dem Prüfling Energie zu entziehen, die Drehzahl zu bestimmen. Beide Geräte sind volltransistorisiert und batteriebetrieben.
Konstruktiv ist der Drehzahlmeßzusatz klein und handlich ausgeführt und in einem Blechgehäuse untergebracht.

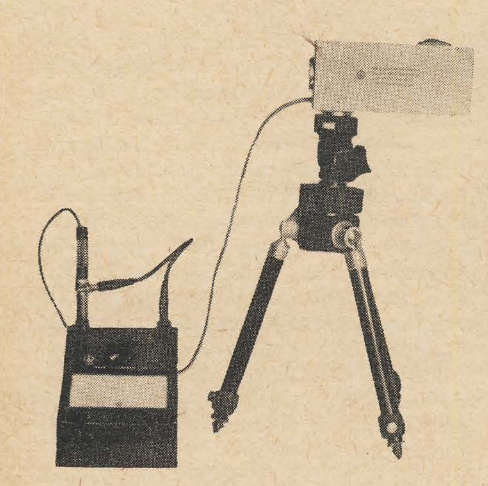


Bild 1: Drehzahlmeßzusatz DMZ 101 in Verbindung mit Frequenzzeiger FZ 301 als Anzeigegerät

RLC-Meßbrücke Typ 221—3

Dieses im Bild 2 gezeigte Gerät ist eine Weiterentwicklung der bekannten RLC-Meßbrücke Typ 221. Durch den Einbau eines Festfrequenzgenerators umschaltbar auf 800 und 5000 Hz sowie die Erhöhung der Genauigkeit auf ± 3% im Gesamtbereich ist die Anwendungsbreite erhöht und damit dem Wunsch vieler Verbraucher Rechnung getragen worden.
Die sonstigen elektrischen Daten entsprechen denen der RLC-Meßbrücke Typ 221. Konstruktiv wurde das Gerät auf eine Bausteinbauweise umgestellt und erhielt ein modernes Aussehen.

Transistorkennlinienschreiber TKS 1

Der TKS 1 (Bild 3) dient der Aufnahme von Einzelkennlinien und Kennlinienscharen an Transistoren und Halbleiterdioden und ist darüber hinaus zum Pärchenaussuchen von Transistoren und Dioden eingerichtet. Alle üblichen Kennlinien werden mit diesem Gerät oszillografisch abgebildet. Durch Einspiegelung eines Koordinatennetzes in die Bildebene ist das völlig parallaxenfreie Ablesen der Kennlinie sichergestellt und damit eine hohe Genauigkeit gewährleistet. Das Meßprinzip ist folgendes: Der Transistor wird mit Halbwellenspannung und -strömen ausgesteuert, und die für die Kennlinienscharen benötigten Parameter werden einem entsprechenden Stufengenerator entnommen. So ist die Aufnahme der Eingangs-, Ausgangs- und Übertragungskennlinien von Transistoren sowie der Durchlaß- und Sperrkennlinien von Dioden möglich.
Die Prüfspannungen sind von 0 bis 2000 V stetig veränderbar. Belastbarkeit 100 W (maximal 10 A). Die Stromaussteuerung ist ebenfalls stetig veränderbar, und zwar zwischen 0 und 10 A. Die Anzeigebereiche sind: Strom 10 μA ··· 10 A, Spannung 100 mV ··· 3 kV. Der Prüfling ist durch einen eingebauten elektronischen Überstromschutz gegen Überlastung geschützt. Die Bildfeldgröße beträgt 80 × 64 mm. Konstruktiv ist das Gerät in Einschubbauweise als Kastengerät ausgeführt. Als Zubehör werden ein Lupenvorsatz und ein Fotovorsatz geliefert.

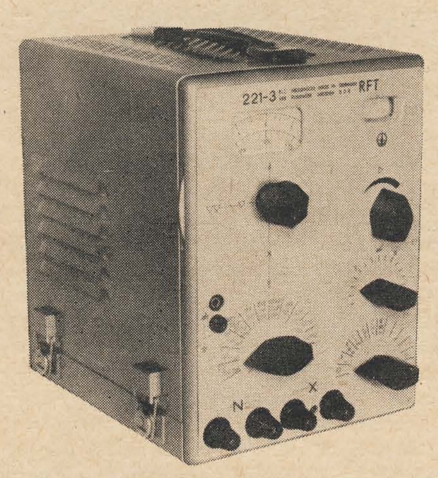


Bild 2: RLC-Meßbrücke Typ 221—3

Phasenmesser PM 101

An diesem Gerät kann die Phase zwischen zwei Spannungen an einem Instrument direkt abgelesen werden. Durch einen Schreiberausgang wird ermöglicht, den Phasengang zu schreiben und damit u. a. auch die Abweichung zweier sich in der Frequenz geringfügig unterscheidender Spannungen zu messen. Das Meßprinzip ist folgendes: Durch die beiden phasenverschobenen Spannungen wird ein bistabiler Multivibrator so gesteuert, daß der Anodenstrom der einen Röhre des Multivibrators proportional dem Phasenwinkel ist.
Das Gerät ist röhrenbestückt als und Kastengerät in Einschubbauweise ausgeführt. Die einzelnen Einschübe sind in gedruckter Schaltung hergestellt.

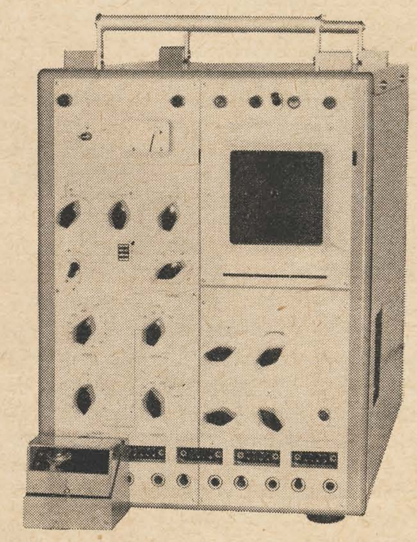


Bild 3: Transistorkennlinienschreiber TKS 1

Technische Daten

Frequenzbereich	30 Hz ··· 100 kHz
Eingangsspannung	0,5 V ··· 250 V
Genauigkeit der Anzeige	± 2% vom Bereichsende ± 2°
Phasenwinkelbereiche	0 ··· 360°, umschaltbar auf ± 180°, ± 90°, ± 30° und ± 10°

Die Bereiche von ± 30° und ± 10° lassen sich als Anzeigedehnung über den Gesamtbereich von 0 ··· 360° verschieben.

Zweipolkomparator Typ ZPK 101 und Vierpolkomparator VPK 101

Diese Geräte gestatten im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1,5 GHz die Bestimmung sämtlicher Parameter passiver und aktiver Zwei- und Vierpole. Die Werte können direkt, getrennt nach Wirk- und Blindanteil, auf frequenzunabhängigen Skalen abgelesen werden. Bei Messungen zwischen 0,1 Z_L und 10 Z_L

beträgt der Meßfehler ± 5%. Die gesamte Anordnung besitzt einen Wellenwiderstand von 60 Ω.
Die Geräte sind neben Messungen von Antennenfußpunktwiderständen, Röhrenparametern, Eingangsgrößen und Verstärkern, Reflexionsfaktoren usw. besonders für Messungen der Vierpolgrößen von Transistoren geeignet. Dafür wurde speziell eine koaxiale Transistormeßfassung und eine Gleichspannungszuführung geschaffen.
Für die Messung werden neben dem eigentlichen Komparator jeweils ein dem zu messenden Frequenzbereich entsprechender Generator und Indikator benötigt (z. B. Panoramaempfänger PE 1, VEB Funkwerk Dresden, und LMS 551, VEB Rafena Werke Radeberg). Das Gewicht des Komparators einschließlich Leitungen, Wirk- und Blindnormal sowie Transistormeßfassung beträgt etwa 12 kp, der für den Aufbau benötigte Platz etwa 2 m².

Direktanzeigendes Rauschfaktormeßgerät für NF-Transistoren

Bei diesem volltransistorisierten Gerät wurde ein Meßverfahren angewandt, das es gestattet, den Rauschfaktor direkt in dB anzuzeigen. Die Messung des Prüflings erfolgt in Emitterbasisschaltung.
Das Gerät wird für Typisierungsmessungen in der Halbleiterindustrie verwendet, insbesondere zur Bestimmung des Rauschfaktors von rauscharmen Transistoren. Neben dem Einsatz in den F- und E-Stellen der Geräteindustrie ist es infolge der direkten Anzeige und der einfachen Bedienbarkeit auch für Messungen in der Gütekontrolle und in Prüffeldern geeignet. Außer der Rauschmessung gestattet es auch eine Verstärkungsmessung.

Technische Daten

Arbeitspunkteinstellung	kontinuierlich
Spannung U_{CE}	0 ··· 10 V
Strom I_C	0 ··· 3 mA
Quellwiderstand	500 Ω
Frequenzbereich	500 ··· 1500 Hz
Meßbereich	0 ··· 30 dB
Meßunsicherheit	± 1 dB
Gehäuseabmessungen in mm	550 × 300 × 300

Rauschfaktormeßgerät für HF-Transistoren

Dieses Gerät ist zur Bestimmung des Rauschfaktors von HF-Transistoren bei Festfrequenzen geeignet. Zur Zeit sind Einschübe für 100 MHz und 200 MHz vorhanden.
Die Bestimmung des Rauschfaktors erfolgt nach dem Vergleichsverfahren; als Rauschnormal dient eine Rauschdiode. Die Messung erfolgt in Emitterbasisschaltung. Es können Rauschfaktoren zwischen 0 und 18 dB mit einem Fehler ± 0,5 dB gemessen werden.
Die Rauschfaktormessung ist besonders wichtig beim Aufbau rauscharmer transistorisierter Fernseh- und UKW-Empfänger und sonstiger HF-Verstärker. Das Gerät ist infolge des Meßprinzips für den Einsatz in den F- und E-Stellen und Prüffeldern der geräteherstellenden Industrie geeignet.

Technische Daten

Arbeitspunkteinstellung	kontinuierlich
Spannung U_{CE}	0 ··· 25 V
Strom I_C	0 ··· 15 mA
Quellwiderstand	70 Ω
Meßbereich	0 ··· 18 dB

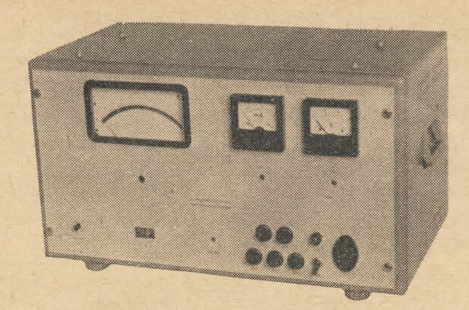


Bild 4: Grenzfrequenzmeßgerät für Transistoren im Frequenzbereich von 20 bis 200 MHz

Meßunsicherheit	± 0,5 dB
Gehäuseabmessungen in mm	550 × 400 × 300

f_T-Grenzfrequenzmeßgerät

Das Prinzip der f_T-Grenzfrequenzmessung gestattet den Aufbau direktanzeigender Geräte und ist für Messungen an Transistoren kleiner Leistung geeignet. Die Meßgröße wird direkt aus einer Verstärkungsmessung bei einer im Verhältnis zur Grenzfrequenz niedrigen Meßfrequenz bestimmt. Zwei Gerätevarianten gibt es z. Z., die die Messung im Frequenzbereich von 0 bis 20 MHz bzw. 20 bis 200 MHz (Bild 4) gestatten.
Die Geräte sind infolge des Meßprinzips und einer automatischen Arbeitspunkteinstellung beim Wechsel des Prüflings insbesondere für Serienmessungen geeignet (Wareneingangskontrolle, Einzelprüffelder usw.), sie können jedoch auch in der Entwicklung und Produktion mit Erfolg eingesetzt werden.

UKW-Funksprechstation UFS 401

Die UKW-Funksprechstation UFS 401 wurde für den Einsatz in Kraftfahrzeugen entwickelt. Sie erfüllt die speziellen Bedingungen, die in Kraftfahrzeugen gestellt werden, das sind geringes Gewicht und Volumen und eine Stromaufnahme aus der Fahrzeugbatterie, die keinerlei Änderung der elektrischen Anlage des Kraftfahrzeuges notwendig macht. Diese Ziele wurden durch eine weitgehende Transistorisierung des Gerätes erreicht, wobei die Transistorisierung jedoch nur soweit betrieben wurde, wie sie technisch sinnvoll ist.

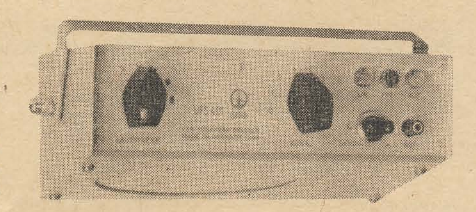


Bild 5: Bedienungsteil der UKW-Funksprechstation UFS 401

Das heißt, der Sender und der Eingangsteil des Empfängers sind mit Röhren bestückt, und zwar mit solchen Typen, die den mechanischen Anforderungen in der Kraftfahrzeugstation gewachsen sind. Die Anodenstromversorgung des röhrenbestückten Teiles erfolgt durch einen Transverter, der wahlweise für 6, 12 oder 24 V ausgelegt werden kann, wobei bei der 12- und 24-V-Ausführung die an Masse liegende Polarität der Fahrzeugbatterie frei wählbar ist.
Um den Aufbau der Station so einfach wie möglich zu gestalten, wurde das Gerät nur für die Betriebsart Simplex oder Semiduplex ausgelegt. Die HF-Ausgangsleistung des nullphasenwinkelmodulierten Senders beträgt 10 W und bewegt sich damit in der für Verkehrsfunkgeräte üblichen Größenordnung.
Die Station ist für eine Bestückung mit maximal sieben schaltbaren Kanälen ausgerüstet, wobei die Schwingquarze durch gekapselte Relais umgeschaltet werden. Der Empfänger ist als Doppelüberlagerungsempfänger ausgebildet, wobei die ZF- und NF-Baugruppen volltransistorisiert sind.
Im Bedienungsteil der UKW-Funksprechstation (Bild 5) ist der Lautsprecher organisch mit eingebaut, und die Frontplatte umfaßt nur für den Funkbetrieb unbedingt notwendige Bedienungselemente, wie Kanalwahlschalter, gekuppelt mit Aus- und Einschalter, Lautstärkeregler, gekuppelt mit Rauschsperreschalter, einem Schalter zur Abschaltung der Senderheizung, einer Tonrufraste sowie einigen Signallampen.
Konstruktiv ist das Gerät so ausgeführt, daß Stromversorgung und Sende-Empfangsteil eine Einheit bilden, die in einem dichten Gehäuse untergebracht werden können.

Technische Daten

Frequenzbereich	150 ··· 174 MHz
Kanalabstand	50 kHz
Sendeleistung	10 W
Empfängerempfindlichkeit für 20 dB Signalrauschabstand	≦ 1 μV
Stromaufnahme bei 12 V	5,5 A

Kommandosender UFT 301

Der Kommandosender (Bild 6) ist ein Sender kleinster Senderleistung (etwa 8 mW) für einen Kanal im 4-m-Verkehrsfunkband zur Durchgabe von einseitigen Befehlen, besonders für Baubetriebe, Energieversorgungsunternehmen, Polizei, Katastropheneinsatz, Eisenbahn und dergleichen. Der Kommandosender ist mit zehn Transistoren bestückt. In einem quarzstabilisierten Oszillator wird die Grundfrequenz erzeugt, die mit einem Phasenmodulator moduliert und in anschließenden Vervielfacherstufen um den Faktor 24 vervielfacht wird. Dieses Signal gelangt über die Endstufe an die Antennenbuchse, an die verschiedene Antennen angeschlossen werden können.
Ferner besteht die Möglichkeit, das Gerät mit dem Bereitschaftsempfänger UFT 201 in gemeinsamer Tragetasche als Funksprechausrüstung UFT 401 zu betreiben.
Der Kommandosender mit den Abmessungen 155 × 85 × 45 mm wiegt einschließlich Mikrofon 0,9 kp und ist in gedruckter Schaltungstechnik nach modernsten Grundsätzen ausgeführt.

Technische Daten

Betriebsfrequenzen:	
1 Kanal im Bereich	70 ··· 87,5 MHz
Arbeitstemperaturbereich	—10 ··· +45 °C
Frequenzkonstanz (—10 ··· +45 °C)	$\pm 3 \times 10^{-5}$
Sendeleistung	≈ 8 mW
Frequenzhub (bei 1000 Hz)	6 kHz
Batterie	2 × 6 V; 225 mA

Nebenausstrahlung: entsprechend den Vorschriften der DP

UKW-Alarmanlage

Die vom VEB Funkwerk Dresden bereits im Vorjahr gezeigte UKW-Alarmanlage wird in einer technisch weiterentwickelten Form vorgestellt. Die bisherige Ausführung der Anlage erlaubte, maximal zehn verschiedene Alarmgruppen zu bilden, wobei von einer Fernbedieneinrichtung des UKW-Alarmsenders aus maximal drei Alarmgruppen geschaltet werden konnten.
Auf Grund des breiten Anwendungsgebietes, das diese Anlage zum schnellen Herbeirufen von Feuerwehren, Rettungsmannschaften und dergleichen bietet, wurde die Zahl der insgesamt möglichen Alarmgruppen auf 45 erhöht.

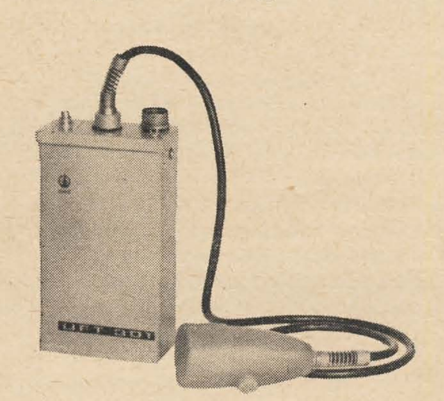


Bild 6: Kommandosender UFT 301

Der bisherige röhrenbestückte UKW-Alarmempfänger wurde durch einen volltransistorisierten Empfänger abgelöst, der so klein ist, daß er auch als tragbarer Empfänger mitgeführt werden kann. Bei stationärem Einsatz wird der Empfänger auf ein Netzzusatzgerät aufgesetzt, das ein Ladegerät zum Puffern der im Empfänger enthaltenen Nickelkadmiumbatterien enthält. Außerdem ist in diesem Netzzusatz eine Rememberschaltung eingebaut, wobei die Signalisierung durch ein Schauzeichen erfolgt.
Durch die Transistorisierung ist der Empfänger auch bei Netzausfall für etwa acht Stunden mit der eingebauten Batterie betriebsfähig. Das Anwendungsgebiet wurde auch dadurch wesentlich erweitert, daß der Empfänger (Bild 7) die Möglichkeit der Sprechdurchsagen vom Sender bietet, was beim bisherigen röhrenbestückten UKW-Alarmempfänger nicht der Fall war. Im UKW-Alarmsender selbst wurde nachträglich ein Stromversorgungsteil zur Schleifenspeisung der neuentwickelten Fernbedieneinrichtung eingebaut. Im übrigen bleibt der UKW-Alarmsender unverändert. Die Fernbedieneinrichtung wurde völlig neu entwickelt, die Generatoren und der eingebaute Mikrofonverstärker sind volltransistorisiert, dadurch wurde es möglich, auf eine eigene Stromversorgung und Notstromversorgung zu verzichten und die Speisung der Generatoren bzw. Verstärker als Schleifenspeisung über Fernschaltleitung vom Sender her durchzuführen.

Technische Daten

Frequenzbereich	34,0 34,2 34,4 MHz
Sendeleistung	30 W
Modulationsart	Amplitudenmodulation
Zahl der maximal möglichen Rufgruppen	45

28-Kanal-Seefunkstation UFS 501

Die Seefunkstation UFS 501, für den internationalen Seefunkdienst im 2-m-Band ausgelegt, stellt eine Weiterentwicklung der im Funkwerk Dresden produzierten 20-Kanal-Seefunksprechstation dar. Die Erweiterung der Kanalzahl auf 28 sowie die Spezialisierung in der Anwendung für die besonderen Belange der Schiffahrt waren maßgebende Gesichtspunkte bei der Entwicklung und Konstruktion dieser Seefunkstation.
Die Station gestattet, auf den Frequenzen der internationalen Frequenztabelle für den 2-m-Sprechfunk, die den Den Haager-Empfehlungen entsprechen, zu senden und zu empfangen. Die grundsätzliche Bedienung der Station erfolgt von einem abgesetzten Bedienungsteil, und zwar die Kanalwahl, die zugleich mit der Schaltung der Betriebsart gekuppelt ist, die Schaltung der Rauschsperre, der Wiedergabelautstärke sowie die Reduzierung der Sendeleistung beim Funkverkehr im Hafen. Als Besonderheit kann eine zweite Sprechstelle mitgeliefert werden, mit der z. B. der Funksprechverkehr für Passagiere von einer besonderen Sprechkabine aus abgewickelt werden kann.

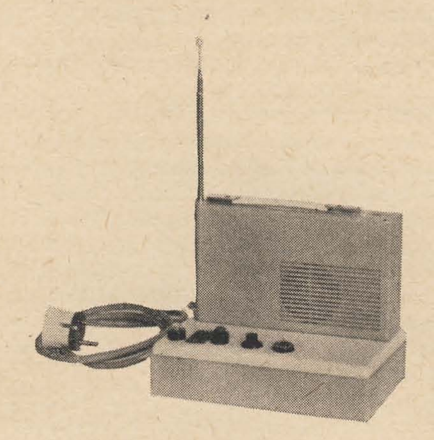


Bild 7: UKW-Alarmempfänger

Als technische Besonderheit der Anlage ist die Frequenzaufbereitung zu erwähnen. Zur Einsparung von Schwingquarzen wird eine spezielle Frequenzvervielfacherschaltung angewendet, die zur Erzeugung der 26 Arbeitsfrequenzen elf Schwingquarze benötigt. Die technischen Daten des Senders und des Empfängers entsprechen den speziell für 28-Kanal-UKW-Funksprechgeräte erlassenen Bedingungen der Prüfdienststelle für technische Schiffsausrüstung Stralsund (PTS).

UKW-Handfunksprechgerät 27 MHz UFT 430

Um den steigenden Bedarf an einfachen, billigen und beweglichen Nachrichtenverbindungsmöglichkeiten in Industrie, Wirtschaft und Verkehr zu befriedigen, wurde im Funkwerk Dresden ein Handfunksprechgerät für den Frequenzbereich um 27 MHz entwickelt. Es kann überall dort eingesetzt werden, wo ortsveränderliche Nachrichtenverbindungen über kurze Entfernungen benötigt werden.
Da die für den Verkehrsfunk zugelassenen 4-m- und 2-m-Bänder in zunehmendem Maße eine Frequenzverknappung erkennen lassen, wurde für dieses Gerät der Frequenzbereich 26,97 bis 27,27 MHz gewählt. Der Sender ist amplitudenmoduliert (mit einem Modulationsgrad von maximal 75%), die Sendeleistung beträgt etwa 20 mW. Der Sender wird quarzgesteuert, wobei jeweils nur 1 Kanal pro Gerät möglich ist.
Der Empfänger hat für ein Signal/Rauschverhältnis 20 dB bei m = 30% eine Empfindlichkeit von 3 μV.
Die Stromversorgung erfolgt aus einer Nikkelkadmiumbatterie 6 V 200 mAh. Mit einer Batterieladung ist eine Betriebszeit von etwa 15 Stunden bei einem Sende-Empfangsverhältnis von 1 : 3 zu erreichen. Das Gerät ist mit insgesamt zehn Transistoren bestückt. Durch eine sehr wirksame Regelung des Empfängers ist die Lautstärke zwischen Grenzempfindlichkeit und hoher Aussteuerung praktisch konstant.

Neue elektronische Meßgeräte aus dem VEB Funkwerk Erfurt

AUTORENKOLLEKTIV

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Teil 2 und Schluß

Absorptionsfrequenzmesser Typ 3014

Der Absorptionsfrequenzmesser Typ 3014 (Bild 15) stellt eine Weiterentwicklung des bisher gefertigten Absorptionsfrequenzmessers Typ 182 dar. Er unterscheidet sich von diesem durch moderne äußere Form, kleines Volumen, niedrigeres Gewicht sowie den zur Steigerung der Empfindlichkeit eingebauten zweistufigen Transistorverstärker. Der Frequenzbereich von 10 bis 330 MHz ist in acht Bereiche aufgeteilt, zu denen je eine übersichtliche Skala gehört. Die einzelnen Bereiche werden durch vier seitlich angebrachte Bereichsfenster kenntlich gemacht. Zur Resonanzanzeige wird ein modernes 30-μA-Rechteckinstrument verwendet. Die große Empfindlichkeit des Gerätes gestattet die Durchführung von Frequenzmessungen auch an Meßobjekten, die nur eine geringe Spannung abgeben. Die Empfindlichkeit wird durch die Verstärkung des Diodenrichtstromes in einem Transistordifferenzverstärker erreicht. Die Ankopplung der zu messenden Frequenz am Meßkreis erfolgt über ein flexibles 60-Ω-Kabel. Das Gerät dient zur schnellen Ermittlung der Grundfrequenz an

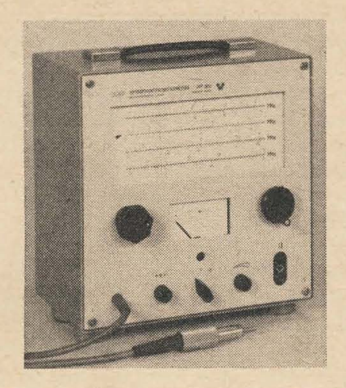


Bild 15: Absorptionsfrequenzmesser Typ 3014

Generatoren sowie für die Reparatur von UKW-Rundfunkgeräten (Oszillatorabgleich). Für die Frequenzkontrolle an beweglichen Sendestationen ist das Gerät durch die Unabhängigkeit vom Starkstromnetz überall und ohne Einschränkung voll verwendbar. Die Einkopplung der zu messenden Hochfrequenz erfolgt lose bei sehr schwachen Generatoren kapazitiv oder galvanisch. Zum Abhören der Modulation ist das demodulierte Signal an eine Buchse geführt und kann mit einem Kopfhörer überwacht werden.

Mikrovoltmeter Typ 4011

Das Mikrovoltmeter Typ 4011 (Bild 16) ist ein Breitbandspannungsmesser für den Frequenzbereich von 20 Hz bis 1,5 MHz. Es ist dadurch ein geeignetes Hilfsmittel bei der Entwicklung und Instandsetzung von Verstärkern im NF- und TF-Gebiet. Wie das Blockschaltbild (Bild 17) zeigt, ist der Eingang umschaltbar ausgeführt. Dadurch ist es möglich, Spannungsmessungen an erdsymmetrischen und erdunsymmetrischen Meßobjekten durchzuführen. Für den symmetrischen Eingang wurde eine elektronische Eingangsschaltung gewählt. Diese vermeidet die bei Verwendung von Übertragern unumgängliche Aufteilung des Frequenzbereiches und gewährleistet über den gesamten Frequenzbereich eine Symmetriedämpfung von $\geqq 6$ N.

Die hohe Empfindlichkeit und Breitbandigkeit des Verstärkers wird durch zwei gegengekoppelte zweistufige RC-Verstärker und zwei Spannungsteiler erreicht. Der Spannungsbereich ist in zehn Stufen von 0,3 mV $\triangleq -70$ dB bis 10 V $\triangleq +20$ dB unterteilt. Die kleinste ablesbare Spannung beträgt 100 μV, wodurch sich das Gerät gut als Nullspannungsanzeiger in Brückenschaltungen verwenden läßt. Die stufenweise Vergrößerung der Empfindlichkeit ermöglicht dabei ein sehr genaues Einstellen des Minimums. Das Mikrovoltmeter besitzt zwei verschiedene Anzeigeschaltungen, und zwar eine für den Spitzenwert und eine zweite für den Effektivwert. Die Skala für die Spitzenwertanzeige ist nicht in Spitzenwerten, sondern für Sinusspannungen in Effektivwerten geeicht. Sollen Spitzenspannungen beliebiger Kurvenform gemessen werden, muß der abgelesene Wert mit dem Scheitelfaktor $\sqrt{2}$ multipliziert werden. Für diese Meßart besitzt das Gerät außerdem eine in Dezibel unterteilte Skala. Dadurch ist es möglich, Verstärkungswerte für reine Sinusspannungen sofort in dB abzulesen. Die Effektivwertanzeige gestattet die Messung von verzerrten Spannungen symmetrischer Kurvenform in einem Frequenzbereich von 20 Hz bis 150 kHz. Um diese Spannungen richtig messen zu können, ist ein Netzwerk vorhanden, das gestattet, die zur Messung

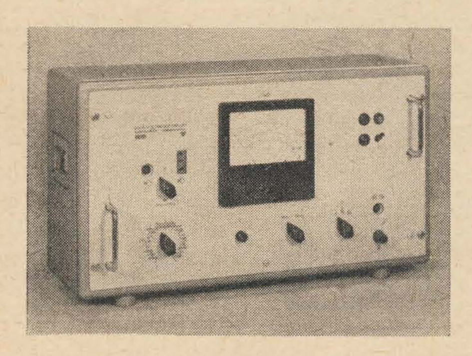


Bild 16: Mikrovoltmeter Typ 4011

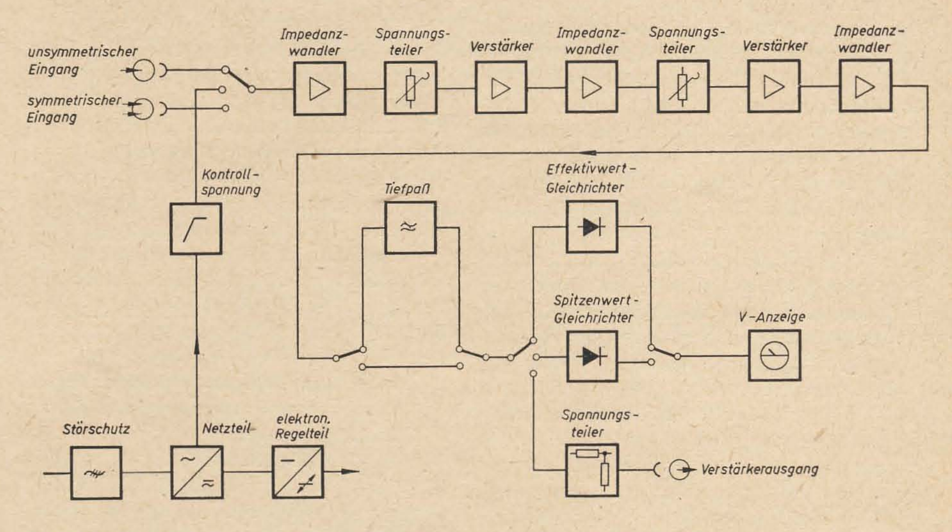


Bild 17: Blockschaltbild des Mikrovoltmeters Typ 4011

eines Effektivwertes notwendige Strom-Spannungscharakteristik genügend genau anzunähern.

Bei der Messung von Tonfrequenzspannungen kann ein Tiefpaß eingeschaltet werden, der die Bandbreite auf 20 kHz begrenzt. Dadurch können störende HF-Anteile beseitigt und der durch die Rauschspannung des Gerätes hervorgerufene Störausschlag im empfindlichsten Bereich verkleinert werden. Neben der Anwendung als Spannungsmesser ist das Gerät als frequenzlinearer Breitbandverstärker verwendbar. Über einen kompensierten Spannungsteiler gelangt bei Vollausschlag des Instrumentes eine Spannung von ungefähr 1 V an die Ausgangsbuchse des Verstärkers. Dadurch ergibt sich eine maximale Verstärkung von etwa 3300fach.

Infolge der großen Bandbreite kann damit die oszillografische Untersuchung von sehr kleinen und verzerrten Spannungen ermöglicht werden.

Zum Überprüfen der Verstärkung ist eine Kontrollspannung vorgesehen, die durch zwei entgegengesetzt in Reihe geschaltete Zenerdioden erzeugt wird. Der Spitzenwert dieser zur Nullinie symmetrisch abgekappten Wechselspannung ist unabhängig von Netzspannungsschwankungen. Mit einem Potentiometer wird diese Kontrollspannung auf 0,775 V ($\pm$ 0 dB) abgeschwächt und gelangt über einen Schalter zur Kontrolle an den Verstärkereingang. Um die Meßgenauigkeit nicht von Netzspannungsschwankungen abhängig zu machen, ist ein elektronisch stabilisierter Stromversorgungsteil eingebaut.

Digitalvoltmeter Typ 4012

Das Digitalvoltmeter Typ 4012 (Bild 18) arbeitet nach dem Prinzip der Amplitudenzeitumwandlung mit Hilfe einer Sägezahnspannung. Dadurch lassen sich Meßzeiten bis maximal 10 ms erreichen. Es gestattet Messungen von Gleich- und Wechselspannungen in den Meßbereichen 2/20/200/400 V und 1000 V bei einer vierstelligen Anzeige. Die Meßunsicherheit bei Gleichspannungsmessungen beträgt $\pm 0{,}2\%$, bei Wechselspannungsmessungen zwischen 100 Hz und 100 kHz $\pm 0{,}5\%$ bzw. zwischen 50 Hz und 500 kHz $\pm 1\%$. Die Darstellung des Meßwertes ist einzeilig und erfolgt in Ziffernform durch Projektionsanzeige unter gleichzeitiger Angabe von Stellenwert, Dimension und Polarität. Gegenüber den mit Zeigerinstrumenten ausgestatteten Meßgeräten ergibt sich der Vorteil, daß Ablesefehler vollkommen ausgeschaltet sind. Der Eingangswiderstand beträgt 4 MΩ || 50 pF im 2-V-Meßbereich bzw. 10 MΩ || 50 pF in den übrigen Bereichen.

Das Digitalvoltmeter Typ 4012 ist mit einem Widerstandsmeßzusatz ausgerüstet, der Messungen von Widerständen in den Meßbereichen 2/20/200/2000 kΩ gestattet. Der gemessene Widerstandswert wird ebenfalls durch die Projektionsanzeigen unter Angabe von Stellenwert und Komma angezeigt. Die Bereichsumschaltung für Spannungsmessungen bis 400 V und Widerstandsmessungen erfolgt selbsttätig durch eine Bereichsautomatik, die für jeden Meßwert den richtigen Bereich sucht. Um Fehlablesungen während der Bereichsumschaltung zu vermeiden, wird die Ziffernanzeige bis zur Einstellung des richtigen Bereiches gesperrt.

Das Digitalvoltmeter Typ 4012 ist in erster Linie ein direktanzeigendes Präzisionsmeß-



Bild 18: Digitalvoltmeter Typ 4012

gerät. Durch die vorhandenen Informationsausgänge ist es aber auch vorteilhaft als Meßgerät in automatischen Meßanlagen und Datenerfassungsanlagen einsetzbar. Der Ziffernwert des Meßwertes sowie eine Bereichs- und Meßartkennzahl liegen in binär tetradisch verschlüsselter Form am Informationsausgang vor und können mit geeigneten Zusatzgeräten registriert werden. So lassen sich z. B. die Meßwerte mit einem Zählbetragdrucker ausdrucken. Durch den Anschluß eines Locherzusatzes ist die Speicherung des Meßwertes in Lochkarten- oder Lochstreifenform möglich. Dabei gibt das Digitalvoltmeter Typ 4012 erst dann einen Triggerimpuls für die angeschlossenen Geräte ab, wenn der richtige Meßbereich eingeschaltet ist. Durch den Anschluß einer Großsichtanzeige wird das Ablesen des Meßergebnisses an einem zweiten Ort ermöglicht. Außerdem liegt das Meßergebnis in Impulszahlverschlüsselung am Ausgang für den Sortierzusatz vor. An diesem Informationsausgang können Sortierzusätze angeschlossen werden, die Meßwerte nach Toleranzgruppen sortieren. Wird das Digitalvoltmeter in Zusammenarbeit mit einem Meßstellenumschalter betrieben, so lassen sich nacheinander verschiedene Meßpunkte abtasten. Weiterhin besteht die Möglichkeit, auch andere physikalische Größen zu messen, sofern eine Umwandlung in eine proportionale Spannung oder einen proportionalen Widerstand erfolgt.

Selektives Mikrovoltmeter Typ 5007

Mit dem selektiven Mikrovoltmeter Typ 5007 (Bild 19) wurde ein elektronisches Meßgerät entwickelt, das in seiner Art bisher in der DDR nicht gefertigt wurde und nach dem seit Jahren ein dringender Bedarf in Entwicklungsstellen und Prüffeldern besteht. Das Gerät dient zur Messung kleiner Hochfrequenzspannungen im Gebiet von 30 kHz bis 30 MHz. Im empfindlichsten Bereich zeigt das eingebaute Meßinstrument bei einer Eingangsspannung des Gerätes von 1 µV Vollausschlag an, während die größte meßbare Spannung 1 V beträgt. Die Verstärkung des als Überlagerungsempfänger arbeitenden Gerätes kann um 120 dB in Stufen von jeweils 10 dB verändert werden, wobei mit dem ZF-Spannungsteiler 8 × 10 dB und dem Eingangsspannungsteiler 1 × 40 dB eingeschaltet werden können. In Verbindung mit dem Anzeigeinstrument, das in V und dB geeicht ist, ergibt sich ein Gesamtmeßbereich von 134 dB. Der Frequenzbereich 30 kHz bis 30 MHz ist in zehn Einzelbereiche unterteilt, deren Umschaltung mittels Spulentrommel erfolgt, wobei der jeweils eingeschaltete Teilbereich als Ziffer in einem Ausschnitt der Frontplatte erscheint. Zur Frequenzeinstellung dient eine mehrzeilige Linearskala. Die zu dem eingeschalteten Frequenzbereich gehörende Skala trägt als Kennzeichen die gleiche Ziffer, die im Frontplattenausschnitt angezeigt wird.

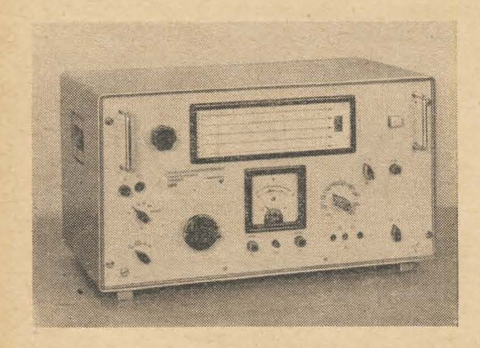


Bild 19: Selektives Mikrovoltmeter Typ 5007

Der weite Frequenzbereich und der große Dämpfungsumfang, verbunden mit der hohen Selektivität des Gerätes, sind die Hauptvoraussetzungen für seine vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten. Neben der schon oben erwähnten Messung von HF-Spannungen können mit dem selektiven Mikrovoltmeter Typ 5007 auch Dämpfungsmessungen an unsymmetrischen Vierpolen, wie Filtern und Verstärkern, durchgeführt werden. Auch zur Kontrolle von Spannungsteilern läßt sich das Gerät vorteilhaft einsetzen. Weiterhin können Modulationsgrad und Modulationsklirrfaktoren von amplitudenmodulierten Hochfrequenzspannungen mit dem neuen Gerät bestimmt werden. Bei der Messung des HF-Klirrfaktors von Oszillatoren oder HF-Generatoren wirkt sich der geringe Eigenklirrfaktor des Gerätes ($< 0{,}1\,\%$) günstig auf die Genauigkeit des Meßergebnisses aus. Kleine Klirrfaktoren können überhaupt dadurch erst gemessen werden. Ferner eignet sich das selektive Mikrovoltmeter Typ 5007 bei Verwendung einer Netznachbildung zur Messung nichtimpulsförmiger Funkstörspannungen an elektronischen Geräten nach den gültigen Entstörbedingungen im Bereich von 150 kHz bis 30 MHz. Zur Anpassung an die jeweiligen Meßobjekte kann der Eingangswiderstand des Typs 5007 auf die gebräuchlichsten Kabelimpedanzen von 50 Ω bis 500 kΩ in sechs Stufen umgeschaltet werden.

Das Gerät besteht im wesentlichen aus einem zweistufigen Breitbandverstärker, einer Mischstufe mit Überlagerer sowie dem Zwischenfrequenzteil mit Diodenvoltmeter. Ein AM-Demodulator, der sich ebenfalls an das Hochfrequenzteil anschließt, ermöglicht in Verbindung mit dem Kopfhörerausgang das Abhören des Eingangssignals. Zur Kontrolle der Verstärkung des Gerätes dient ein eingebauter Prüfgenerator. Die Bandbreite ist umschaltbar und beträgt 0,3 kHz bzw. 4 kHz. Die bei der geringen Bandbreite von 0,3 kHz normalerweise schwierige Abstimmung auf Signale höherer Frequenz wird dadurch wesentlich erleichtert, daß der Oszillator über eine vom Diskriminator gesteuerte Reaktanzröhre automatisch so nachgeregelt wird, daß kleine Ungenauigkeiten bei der Frequenzeinstellung sowie Frequenzunstabilitäten ausgeglichen werden. Zur Kontrolle der genauen Abstimmung dient eine an den Diskriminator angeschlossene Anzeigeröhre. Für sehr genaue Messungen besteht die Möglichkeit, ein hochwertiges Meßinstrument mit großer Ablesegenauigkeit anzuschließen. Bei diesen Messungen wird das eingebaute Anzeigeinstrument automatisch abgeschaltet. Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt durch einen abnehmbaren Netzteil. Dieser enthält ein elektronischstabilisiertes Anodenstromversorgungsteil, eine stabilisierte Vorspannungsquelle und mehrere zum Teil stabilisierte Heizspannungsquellen. Zur Vermeidung einer Abstrahlung von HF-Spannung bzw. des Eindringens von Störimpulsen über die Netzzuführung wurde in den Netzeingang eine sorgfältig bemessene Netzverdrosselung eingeschaltet.

Bei der Konstruktion des Gerätes wurde besonders auf möglichst kleine Abmessungen und eine kompakte Bauweise geachtet. Außerdem wurde das Gerät weitgehend in Bausteine aufgegliedert, was den Fertigungsablauf, die Prüffeldarbeiten und evtl. erforderliche Reparaturen wesentlich erleichtert.

Eicheinrichtung Typ 7010

Die Eicheinrichtung Typ 7010 (Bild 20) wurde speziell für die Spannungs-Absoluteichung von Signalgeneratoren entwickelt. Sie liefert eine EMK von 100 mV bei einem Quellwiderstand von $Z = 60\,\Omega$. Der Frequenzbereich beträgt 0 bis 300 MHz. Das Herzstück des Gerätes ist ein Vakuumthermoumformer, der so in ein Anpassungsnetzwerk eingefügt ist, daß der Frequenzgang in dem genannten Frequenzbereich außerordentlich klein ist und im wesentlichen durch den Anpassungsfehler der verwendeten 60-Ω-Koaxialumschalter und -Steckverbindungen bestimmt wird. Dadurch ist es möglich, die Absoluteichung der Eicheinrichtung auf eine Gleichspannungsmessung zurückzuführen. Zur Verwendung bei der bevorzugten Eichfrequenz von 100 MHz enthält das Gerät einen oberwellenarmen Speisegenerator und einen selektiven Empfänger mit dem Eingangswiderstand von $Z = 60\,\Omega$. Der Thermoumformerbaustein kann auch von einer fremden Spannungsquelle beliebiger Frequenz gespeist werden. Hierzu ist eine Spannung von 1 V am Eingangswiderstand 60 Ω erforderlich. Die Absoluteichung wird mit Gleichstrom

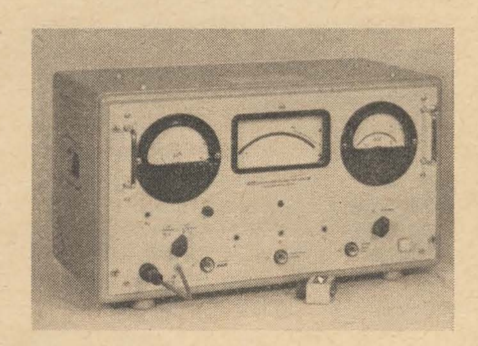


Bild 20: Eicheinrichtung Typ 7010

durch Einstellung von 50 mV an einem Abschlußwiderstand von 60 Ω mittels Kompensator oder Normalinstrument vorgenommen. Die Eichgleichspannung wird dazu im Gerät selbst erzeugt. Nach dieser Absoluteichung kann das Gerät in dem angegebenen Frequenzbereich als Eichspannungsquelle betrieben werden. Die Unsicherheit der Ausgangsspannung ist abhängig von der Frequenz. Sie beträgt bei f = 100 MHz ± 3%, bei f ≦ 150 MHz ± 5% und bei Frequenzen > 150 MHz ± 7,5%.

Der 100-MHz-Empfänger wird mit der Eichspannung der Frequenz 100 MHz geeicht und gestattet dann die Messung der Ausgangsspannung von Meßgeneratoren mit hoher Genauigkeit. Die Umschaltung der koaxialen Leitungszüge mit dem Wellenwiderstand Z = 60 Ω zum Eichen bzw. Messen erfolgt durch kompensierte HF-Umschalter, wodurch ein schnelles und rationelles Arbeiten gewährleistet ist.

Der Vorteil der Leistungsmessung dieser Einrichtung gegenüber der in diesem Frequenz- und Spannungsbereich üblichen Eichung durch Röhrenvoltmeter mit Spitzenwertanzeige besteht in dem wesentlich geringeren Fehler bei Einspeisung mit einem verzerrten Signal. Eine zusätzliche Spitzenwertanzeige geringer Trägheit läßt Änderungen des Formfaktors (z. B. durch Klirrfaktor) sowie schnelle Schwankungen der Speisespannung erkennen. Die Stabilität der Eichung des Gerätes ist durch elektronische Regelung sämtlicher Versorgungsspannungen gesichert. Das Gerät kann auch als Vergleichsspannungsquelle zur genauen Aufnahme der Frequenzcharakteristik elektrischer Schaltungen verwendet werden. Dabei kann der Frequenzgang der Spannungsquelle sowie der Anzeigeeinrichtung durch Vergleich mit der Eichspannung weitgehend ausgeschaltet werden.

Digitalbausteine

Digitalbausteine erleichtern wesentlich den Entwurf und die Ausführung elektronischer Schaltungen. Sie führen durch Einsparung mehrerer Arbeitsgänge in der Entwicklung vom Blockschaltbild direkt zum Fertigungsmuster. Die aus der 1,5-MHz-Zähldekade Typ 8110, dem Impulsformer Typ 8133, dem Rückstellimpulsgeber Typ 8134 und dem Anzeigeverstärker Typ 8141 bestehende Bausteinreihe gestattet es, mit geringem Aufwand schnell arbeitende Zählgeräte aufzubauen, wie sie in vielen Gebieten der Technik benötigt werden. Durch Verwendung von Halbleiterbauelementen und die Ausführung in Kartenbauweise sind Bausteine mit kleinen Abmessungen, geringer Leistungsaufnahme, niedrigen Betriebsspannungen und vernachlässigbar kleiner Wärmeentwicklung entstanden. Die Betriebsspannung ist einheitlich 12 V, während der Arbeitstemperaturbereich + 10 °C bis + 45 °C beträgt. Alle Bausteine sind in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt, besitzen zum Anschluß eine 24polige Messerleiste und haben einheitliche Abmessungen.

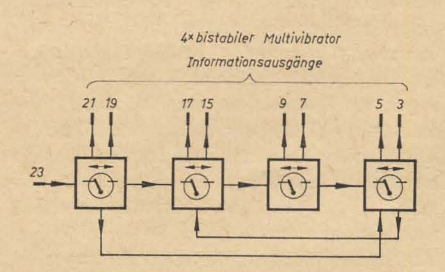


Bild 21: Blockschaltbild der 1,5 MHz-Zähldekade Typ 8110

Die Grundlage des Bausteinsystems bildet die 1,5-MHz-Zähldekade Typ 8110. Sie besteht aus vier bistabilen Multivibratoren (Bild 21). Da die Untersetzung dieser vier Multivibratoren 16 : 1 beträgt, ist, um auf eine dekadische Teilung zu kommen, eine Rückführung erforderlich. Im Hinblick auf die hohe Grenzfrequenz der Dekade wurde eine Rückführung mit zwei Impulswegen gewählt. Daraus ergibt sich für die Dekade der binär-tetradische Code 1-2-4-8. Von den Kollektoren der bistabilen Multivibratoren sind Informationsausgänge herausgeführt, die eine Kontrolle des in die Dekade eingegebenen Wertes ermöglichen. Zur Anzeige des Zahlenwertes empfiehlt es sich, über den Anzeigeverstärker Typ 8141 eine Projektionsanzeige Typ 8140 anzuschließen. Sind die zur Ansteuerung der Dekade notwendigen positiven Impulse oder eine Rechteckspannung von 6 bis 8 V mit einer Anstiegszeit ≦ 300 ns nicht vorhanden, so kann eine Umformung des Signals im Impulsformer Typ 8133 erfolgen. Dieser formt Eingangsspannungen weitgehend beliebiger Kurvenform in die zur Ansteuerung der Zähldekade Typ 8110 notwendigen Eingangsimpulse um. Die Eingangsspannung (U_{eff} ≧ 1 V) wird in einem unistabilen Multivibrator in eine Rechteckspannung gleicher Frequenz umgeformt und über einen Trennverstärker an eine Torstufe geführt (Bild 22). Die Torstufe wird durch eine UND-Schaltung gebildet. Die Ansteuerung erfolgt durch einen bistabilen Multivibrator. Bei geöffneter Torstufe kann das umgeformte und nochmals verstärkte Eingangssignal am Ausgang abgenommen werden. Zur Anzeige der in die Zähldekade eingelaufenen Impulse dient die bereits oben erwähnte Projektionsanzeige Typ 8140. Als Zwischeneinheit, die zur Verstärkung und Speicherung der Information aus der Zähldekade notwendig ist, wird der Anzeigeverstärker Typ 8141 verwendet. Der binär-tetradische

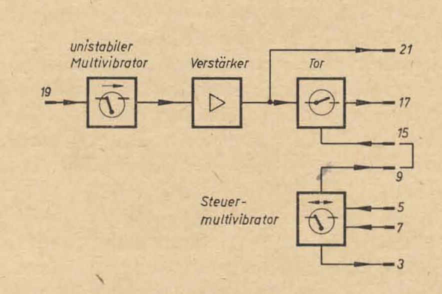


Bild 22: Blockschaltbild des Impulsformers Typ 8133

Code 1-2-4-8 der Zähldekade wird in Verbindung mit der Projektionsanzeige Typ 8140 in eine dekadische Ziffernanzeige umgeformt. Die Decodierung erfolgt mittels Relais, wodurch sich der Vorteil einer recht hohen Belastung ergibt (max. Schaltleistung 30 W). Zusätzlich steht noch ein Relaisausgang mit dem binär-tetradischen Code 1-2-4-8 zur Verfügung. Dieser Ausgang kann verwendet werden, wenn weitere Geräte anzuschließen sind. Die Relais werden durch vier transistorisierte Verstärkerstufen angesteuert (Bild 23). Die Übernahme der zu speichernden Information von einer Zähldekade in einen Anzeigeverstärker und die Speicherung der Information wird mit Hilfe des Rückstellimpulsgebers Typ 8134 gesteuert. Außerdem befindet sich auf diesem Baustein eine Schaltstufe zur Rückstellung der Zähldekaden. Wie aus dem Blockschaltbild (Bild 24) ersichtlich ist, gelangt der Umspeicherimpuls über einen Trennverstärker auf den ersten monostabilen Multivibrator. Dieser löscht die im Anzeigeverstärker gespeicherte Information. Beim Rückkippen des ersten monostabilen Multivibrators wird der zweite monostabile Multivibrator geschaltet, wobei während dessen Kippzeit die Neueinspeicherung der Information aus der Zähldekade in den Anzeigeverstärker erfolgt.

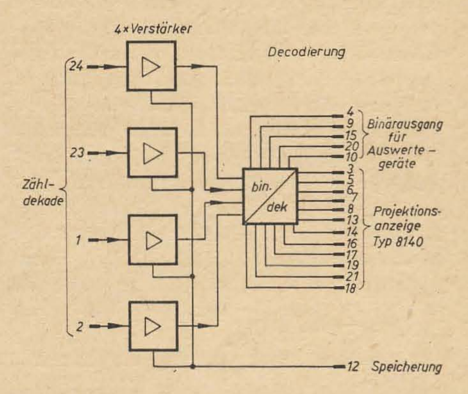


Bild 23: Blockschaltbild des Anzeigeverstärkers Typ 8141

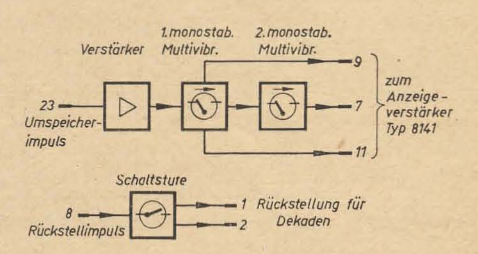


Bild 24: Blockschaltbi' des Rückstellimpulsgebers Typ 8134

Mit den angeführten Bausteinen lassen sich mit Hilfe von Konstruktionselementen des mechanischen Baukastensystems in beliebiger Form einfache Zählgeräte und unter Zuhilfenahme einer Zeitbasis auch kompliziertere digitale Zählgeräte aufbauen.

Neues auf dem Gebiet der Fernsehempfangspraxis

A. TEWES

Eine zu hohe Betriebstemperatur innerhalb des Gerätes kann zu Ausfällen an den Bauelementen führen. Daher hat Blaupunkt das „kalte Chassis" eingeführt. Mit dieser Bauweise erniedrigt man die normale Temperatur im Gehäuse um angenähert 20 °C. Das „kalte Chassis" ist ein Horizontalchassis, bei dem die gesamte Schaltung einschließlich der Röhren (mit Ausnahme des Hochspannungsteils und der Tuner) auf der unten angeordneten, waagerecht liegenden Grundplatine aufgebaut ist. Sämtliche Teile dieser Platine werden durch den von außen kommenden Luftstrom gleichmäßig gut gekühlt. Bei einem Vertikalchassis kann die von den Röhren erwärmte Luft die höher liegenden Schaltelemente nicht so gut kühlen; sie heizt vielmehr viele Schaltelemente erst auf.

Eine interessante Lösung fand Philips beim Aufbau der neuen UHF-Tuner. Der Tuner ist in der Vor- und Mischstufe mit je einem Mesatransistor vom Typ AF 139 bestückt. Beide Transistoren werden in Basisschaltung betrieben und arbeiten mit einer Betriebsspannung von 12 V. Die Schaltung ist in einer abgewandelten Topfkreistechnik aufgebaut. Die Kammern II, III und IV (Bilder 1 und 2) mit den Innenleitern S_{507}, S_{509} und S_{511} stellen kapazitiv belastete Topfkreise von einer halben Wellenlänge dar. Der Dreifachdrehko C_{526}, C_{527} und C_{528} ist das Abstimmelement. Verkürzungskondensatoren verringern die mechanische Länge auf etwa $\lambda/8$.

Der Eingangsübertrager S_{501}/S_{502} paßt durch Impedanztransformation die Antennenleitung an den Eingangswiderstand des ersten Transistors an. Mit dem Emitterwiderstand R_{501} und dem Basisspannungsteiler R_{502}/R_{503} wird der Arbeitspunkt des Transistors T_{51} eingestellt.

Die Kopplung des Eingangstransistors an den selbstschwingenden Mischtransistor T_{52} wird mittels Bandfilter vorgenommen. Dieses Bandfilter besteht seinerseits ebenfalls aus zwei Topfkreisen. Der Primärkreis am Kollektor von T_{51} besteht aus dem Innenleiter S_{507}, dem Drehkosystem C_{526} sowie den Abgleichtrimmern C_{507} und C_{508}, der Sekundärkreis aus dem Innenleiter S_{509}, dem Drehkosystem C_{527} und den Abgleichtrimmern C_{510} und C_{511}. Die Verkopplung dieser beiden Kreise erfolgt durch Schlitze in der gemeinsamen Kammerwand.

Das verstärkte Eingangssignal wird mit Hilfe der Koppelschleife S_{511} aus dem Sekundärkreis des Bandfilters ausgekoppelt und am Emitter des Mischtransistors T_{52} additiv mit der Oszillatorspannung gemischt. Der Arbeitspunkt von T_{52} wird mit dem am Fußpunkt der Koppelschleife S_{511} liegenden Emitterwiderstand R_{506} und dem Basisspannungsteiler R_{507}/R_{508} eingestellt. Der Oszillator liegt am Kollektor des Mischtransistors und wird aus dem Innenleiter S_{517}, dem Drehkosystem C_{528} und den Abgleichtrimmern C_{524} und C_{525} gebildet. Die Rückkopplung des Oszillators erfolgt über die Kapazität C_{518}, die Koppelschleife S_{521} und die inneren Transistorkapazitäten. Die Auskopplung der Zwischenfrequenz wird über die im Kollektorkreis von T_{52} liegende Filterspule S_{514} vorgenommen. Diese Spule ergibt zusammen mit der im nachfolgenden ZF-Verstärker angeordneten ZF-Spule ein kapazitiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter. Die Siebkette S_{516}, C_{521}, S_{514}, C_{520} verhindert fast absolut eine Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz. Die Spule S_{518} hat die Aufgabe, ein Eingehen der sich ändernden Kapazität des Drehkosystems C_{528} in die Abstimmung des ZF-Auskopplungskreises unmöglich zu machen, da S_{518} für die Bild-ZF praktisch einen Kurzschluß bedeutet.

Ein sehr modernes Äußeres hat Graetz dem neuen Fernsehempfänger „Peer" verliehen (Bild 3). Die ganze Gehäusefront ist konkav gewölbt; leicht herausragend befindet sich in

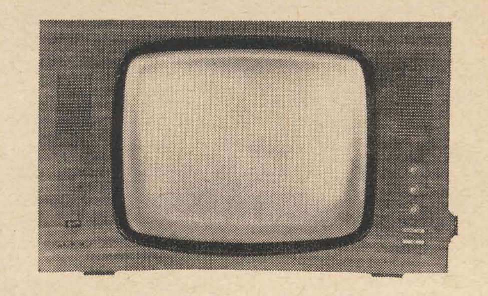


Bild 3: Fernseh-Tischgerät „Peer" (Graetz-Werkfoto)

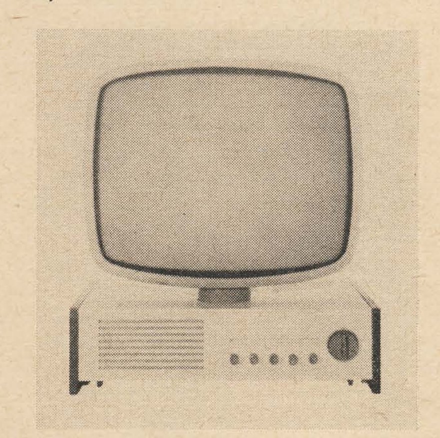


Bild 4: Fernsehempfänger „Wegavision 2000"

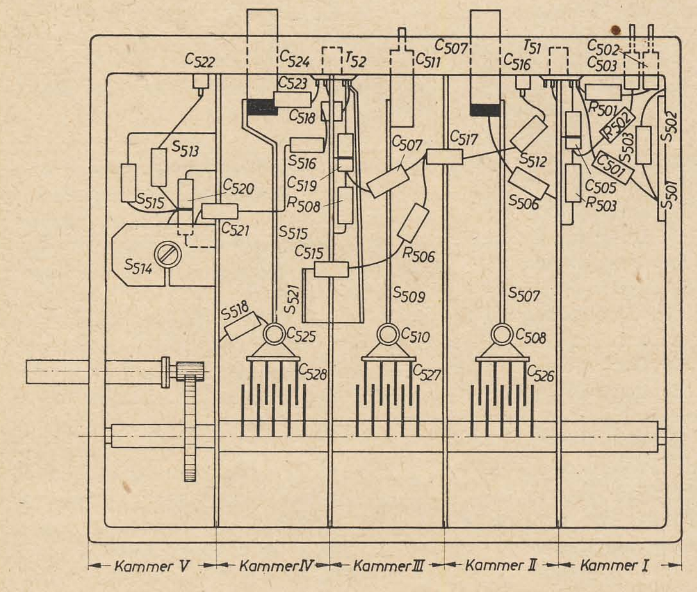
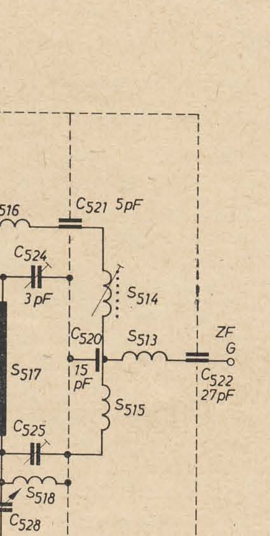


Bild 1: Lageplan und Abgleichpunkte des Philips-UHF-Tuners

Bild 2: Schaltung des Philips-UHF-Tuners ▼



der Mitte des Gehäuses die Bildröhre. Für den Service ist besonders interessant, daß der Bedienungsteil als geschlossene Einheit mechanisch vom Fernsehchassis getrennt ist. Die elektrische Verbindung zwischen diesen beiden Teilen führt über eine vielpolige Stekkerleiste. Bei Verdacht eines Defektes im Bedienungsteil kann ein anderes über die Steckverbindung an das Fernsehchassis angeschlossen werden. Auf diese Weise läßt sich ein Fehler leichter und schneller einkreisen.

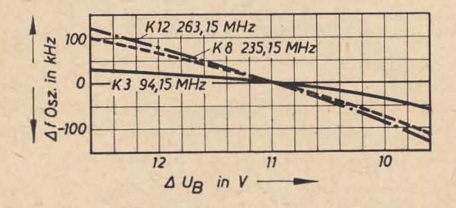


Bild 6: Oszillatordrift bei Betriebsspannungsänderung beim „Optaport"

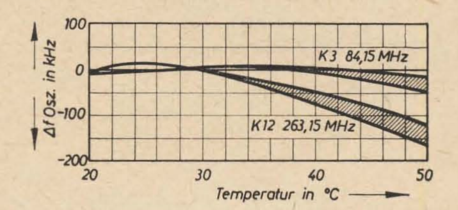


Bild 7: Temperaturgang des Oszillators beim „Optaport"

Eine ganz neue Fernsehempfängerform zeigt Bild 4. Es handelt sich dabei um das Gerät „Wegavision 2000" der Firma Wega. Die freistehende schwenkbare 47-cm-Bildröhre in einer Kunststoffpanzerhülle ist auf dem Chassis angebracht.

Bild 5 zeigt einen Ausschnitt aus dem Schaltbild des tragbaren Fernsehempfängers „Optaport" von Loewe Opta.

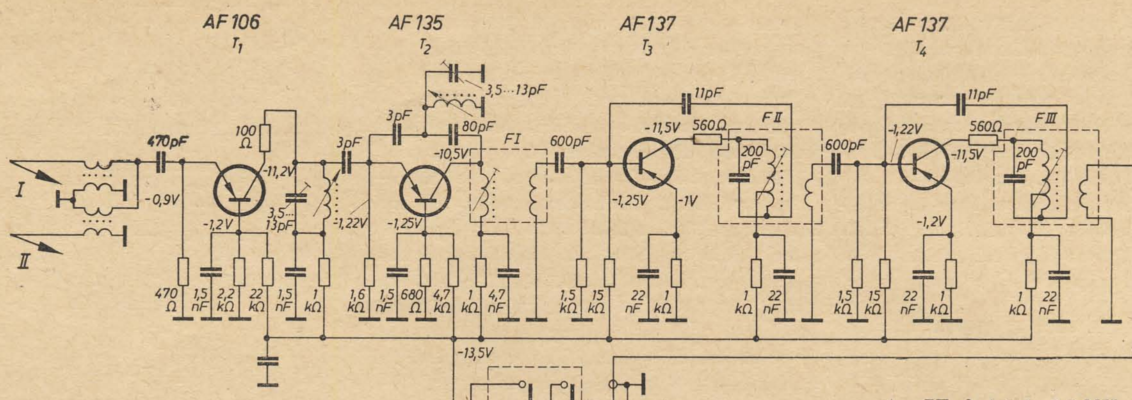
Bei dem VHF-Kanalwähler wird ein Miniatur-Trommelkanalschalter verwendet. Der symmetrische 240-Ω-Eingang wird über einen Balun an den 60-Ω-Eingang des Vorstufen-Mesatransistors AF 106 angepaßt. Dieser Transistor arbeitet in Basisschaltung und hat einen sehr geringen Rückwirkungsscheinleitwert, so daß sich eine Neutralisation erübrigt. In der Emitterleitung des AF 106 liegt der Einstellregler R_{102} (1 kΩ), der die Einstellung des gewünschten Regeleinsatzes für die gegenüber der ZF verzögert geregelte HF-Vorstufe ermöglicht.

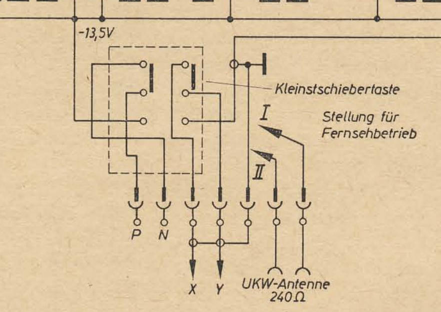
Ein in der Kanalfolge umschaltbares, induktiv gekoppeltes Bandfilter überträgt die in der Vorstufe verstärkte HF-Spannung an den Emitter des Mischtransistors T_4 (AF 106). Die Verstärkung ist im Band I etwa 6 dB höher als im Band III. Um diesen Verstärkungsunterschied auszugleichen, wird im Band I (Kanäle 2, 3 und 4) ein Dämpfungswiderstand R_{105} von 8,5 kΩ parallel zur Primärwicklung des Zwischenübertragers geschaltet. Am Eingang des Mischtransistors liegt eine Brückenschaltung, in deren Mittelpunkt C_{117}/C_{118} die bei UHF-Betrieb an der selbstschwingenden Mischstufe des UHF-Tuners (die Mischstufe des VHF-Kanalwählers dient dann als zusätzlicher ZF-Verstärker) erzeugte ZF-Spannung eingespeist wird. An diesen Punkt gelangt gleichzeitig über die Koppelkapazität C_{112} (3 pF) die vom Transistor T_5 (AF 106) erzeugte Oszillatorspannung. Der Oszillatorkreis ist kapazitiv geteilt, was den Vorteil mit sich bringt, daß die Oszillatorfrequenz stets den richtigen Wert hat. Die Teilung des Oszillators und die Größe des Koppelkondensators C_{122} bestimmen gleichzeitig die Größe der an die Mischstufe geführten Oszillatorspannung, die für ein gutes Mischprodukt etwa 100 ··· 150 mV sein soll. Die Güte des Oszillatoraufbaus zeigen die Bilder 6 und 7. Im Bild 6 ist die Oszillatordrift bei Änderungen der Betriebsspannung und im Bild 7 der Temperaturgang des Oszillators wiedergegeben. Die im Kollektorkreis des Mischtransistors gewonnene ZF-Spannung wird durch induktive Teilung auf 60 Ω heruntertransformiert und gelangt dann an den Eingang des vierstufigen ZF-Verstärkers.

Der ZF-Verstärker ist mit vier Transistoren vom Typ AF 115 in Emitterschaltung bestückt. Die Bandfilter sind induktiv gekoppelt. Die Neutralisation der vier Transistoren ist fest eingestellt, wodurch der Abgleich des ZF-Verstärkers wesentlich erleichtert wird. Die beiden ersten Stufen des ZF-Verstärkers sind geregelt; die dritte Stufe arbeitet ungeregelt. Der vierte Transistor hat die Aufgabe, möglichst viel Leistung an den Lastwiderstand R_{249} (3 kΩ) abzugeben. Dieser Transistor ist auf den erhöhten Emitterstrom von etwa 3 mA eingestellt.

Der auf einer Druckplatte untergebrachte

Bild 5: VHF-Tuner, ZF-Stufe und Bildendstufe des Fernsehempfängers „Optaport" (Loewe Opta)





zusätzliche UKW-HF-Teil (Bild 8) besitzt eine Abstimmanzeige und eine Umschalttaste — Fernsehgerät/UKW-Rundfunkgerät —. Eine Steckerleiste, die aus dem Boden des UKW-Gehäuses herausragt, stellt beim Hineinsetzen des Zusatzes in das Gehäuse des Fernsehempfängers die erforderliche Verbindung zum Ton-ZF-Verstärker des Fernsehgerätes her; gleichzeitig erhält der UKW-Zusatz über die Steckerleiste die notwendigen Betriebsspannungen. Die im UKW-Teil erzeugte ZF beträgt 5,5 MHz. Der Vorsatz hat Variometerabstimmung und enthält eine HF-Vorstufe mit dem Mesatransistor AF 106, eine selbstschwingende Mischstufe AF 135 und zwei Ton-ZF-Stufen (2 × AF 137). Die stabilisierte Betriebsspannung beträgt 12 V. Der Antenneneingang ist getrennt herausgeführt und auf die eingebaute Teleskopantenne umschaltbar. Die Empfindlichkeit bei einem Nutz/Rausch-Abstand von 26 dB ist etwa 1,5 μV, die Tonausgangsleistung, wie beim Fernsehgerät, etwa 1 W.

Bild 8: Schaltung des UKW-Zusatzes für den „Optaport"

Plastisches Fernsehen?

Um beim Fernsehen einen gewissen räumlichen Effekt zu erlangen, wird von der Firma Stereocolor-Stereofarbfoto GmbH, München, die von dem Physiker und wissenschaftlichen Mitarbeiter des VEB Carl-Zeiss Jena, *Carl Pulfrich* gemachte Entdeckung, der sogenannte Pulfrich-Effekt, ausgenutzt.

Pulfrich hat festgestellt, daß bei der Betrachtung eines schwingenden Pendels, wenn dem einen Auge des Betrachters ein Medium vorgeschaltet wird, das einen Teil des Lichts absorbiert, das Pendel scheinbar nicht mehr in einer Ebene, sondern elliptisch hin und her zu schwingen beginnt.

Die physiologische Erklärung dieses Phänomens ergibt sich aus der Wirkungsweise des menschlichen Sehorganismus. Von dem Augenblick an, an dem die Netzhaut des Auges einen Lichtreiz empfängt, bis zur Empfindung dieses Reizes, vergeht eine kurze Zeit. Diese ist um so länger, je schwächer der Lichtreiz ist. Bei verschieden starker Belichtung der Augen wird also der intensivere Reiz um Sekundenbruchteile früher empfunden, als der schwächere. Geht nun die Belichtung von einem bewegten zweidimensionalen Bild aus, so wird über das stärker belichtete Auge eine bestimmte Bewegungsphase wahrgenommen, wenn vom schwächer belichteten Auge erst die Empfindung einer vorangegangenen Belichtungsphase vorliegt. Es ergibt sich die „parallaktische Bilddifferenz", die das Gehirn als Tiefenabstand erfaßt. Dieser Parallaxeneffekt ist es aber, der es dem normalsichtigen Menschen überhaupt erst ermöglicht, Gegenstände plastisch zu sehen. Auf der Netzhaut seiner Augen ergibt sich stets nur ein flächenhaftes Bild. Die geringe Differenz der Blickwinkel, unter denen der Mensch einen Gegenstand mit dem linken und zugleich mit dem rechten Auge betrachtet, ermöglicht es ihm, die Entfernung des Gegenstandes zu taxieren, ihn „plastisch" vor oder hinter anderen Gegenständen zu sehen.

Übertragen auf das Fernsehen heißt das, daß das Bild, welches sich dem Zuschauer auf dem Fernsehschirm bietet, anders als die Wirklichkeit ist, nämlich zweidimensional.

Durch die Ausnutzung des Pulfrich-Effektes, d. h., durch die Verzögerung der Bildwirkung für eines der beiden Augen müßte sich somit bewirken lassen, daß auch das Flächenbild auf dem Bildschirm als plastisch empfunden wird.

Um eine stereoskopische Bildwirkung und damit eine dreidimensionale Empfindung zu erzielen, entwickelte die oben genannte Firma eine Spezialbrille. Ihre Hauptmerkmale sind zwei Polarisationsfilter, die zueinander in einer bestimmten Polarisationsrichtung eingestellt sind. Daher ist eines der Filter — in diesem Fall das eine Brillenglas — in seiner Lichtdurchlässigkeit (Absorption) zum anderen so abgestimmt, daß es eine etwa 60% höhere Absorption als das andere hat. Dadurch tritt für das eine Auge eine beachtliche Verzögerung des Lichtkreises auf die Netzhaut ein und eine entsprechend verzögerte Bildempfindung im Gehirnzentrum. Das andere Auge hingegen teilt die gleichen Bildgeschehnisse dem Gehirn wesentlich schneller mit, weil die Lichtdurchlässigkeit dieses Filters eine größere ist.

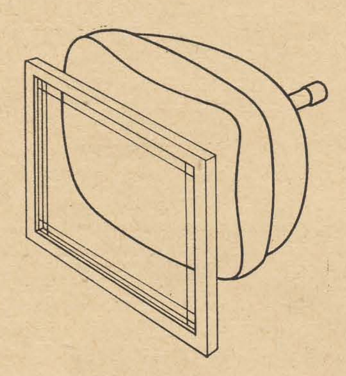
Durch das Vorschalten eines besonderen Polarisationsfilterrahmens vor den Bildschirm entsteht im Zusammenwirken mit der oben beschriebenen „Bildbrille" ein sogenannter Rahmeneffekt, der das Bildgeschehen scheinbar hinter die Bildebene des Bildschirms verlegt.

Durch die Kombination beider Einrichtungen — Bildbrille und Filterrahmen — macht sich deutlich ein Tiefenabstand bemerkbar, der bei geeigneten Bildgeschehen eine echte dreidimensionale Wirkung auslöst.

Der vor der Bildröhre angebrachte Polarisationsfilterrahmen, dessen Filterstreifen lediglich etwa 2 cm in die Bildfläche hineinragen, vervollkommnet auf Grund seiner in der Polarisationsrichtung spezifisch abgestimmten Filterstreifen, zusammen mit der Polarisationsbrille, die plastische Wirkung des Fernsehbildes in erstaunlichem Ausmaß. Hinzu kommt natürlich noch die Konvergenzstellung der beiden betrachtenden Augen. Die Wirkung kommt dadurch zustande, daß das rechte Auge, gerade um die Breite des linken vertikal angebrachten Filterstreifens, mehr von den am Rande aufgezeigten Bildinformationen sieht als das linke Auge. Für das linke Auge gilt das gleiche im umgekehrten Sinne.

Für den Betrachter des Fernsehbildes lassen sich daher die folgenden vier Funktionen erfüllen:

1. je bewegter die Fernsehszenen sind, um so plastischer wirken sie;
2. das Flimmern der Bilder wird beseitigt oder stark gemildert;
3. die Augenmuskulatur wird entlastet;
4. das Bild wirkt in seinem Gesamtcharakter weicher, und starke Kontraste werden gemildert.



Polarisationsrahmen vor der Bildröhre für stereoskopisches Sehen

radio und fernsehen	Netzwerkberechnungen (1) Knotenpunkt- und Maschensatz	001.001 4 Blätter
13 (1964) H. 5	Labor- und Berechnungsunterlagen	DK 621.3.014.1

Netzwerkberechnungen (1)

Knotenpunkt- und Maschensatz

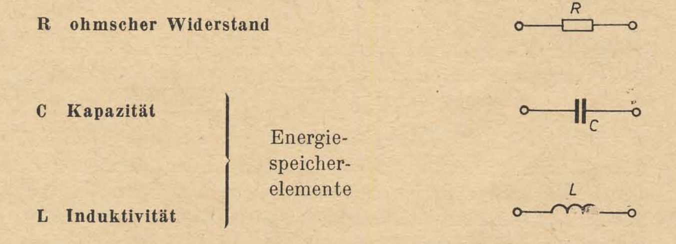
1. Begriffsbestimmungen

1.1. Das Netzwerk (Bilder 1 und 2)

Ein Netzwerk entsteht, wenn mehrere Zweipole zusammengeschaltet werden. Die Zweipole können sowohl aktiv wie auch passiv sein (Bild 1).
Ein Netzwerk (Bild 2) wird aus Zweigen, Knotenpunkten und Maschen gebildet (Erläuterungen siehe 1.2., 1.3. und 1.4.).

Bemerkungen

a) Als passive Zweipole im Bild 1 können folgende Schaltelemente auftreten:

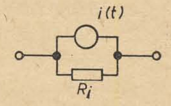


b) Als aktive Zweipole im Bild 1 können folgende Elemente auftreten:

Spannungsgeneratoren

u(t) R_i

Stromgeneratoren



c) Die unter b) genannten aktiven Zweipole können Gleich- oder reine Wechselgrößen oder nichtperiodische, sprungartige Größen liefern.

1.2. Der Zweig

Als Stromzweig wird der Schaltungsabschnitt bezeichnet, in dem der Strom gleichbleibt, also nicht durch Zu- oder Abfluß verändert wird (Bild 2).
Im Bild 1 wird z. B. ein Zweig aus den Schaltelementen Z_{p3}, Z_{a1}, Z_{p1} und Z_{p2} gebildet.

1.3. Der Knotenpunkt

Als Knotenpunkt wird der Punkt einer Schaltung bezeichnet, der mehrere Zweige verbindet (Bild 2).
Im Bild 1 wird z. B. ein Knotenpunkt durch den Punkt A dargestellt.

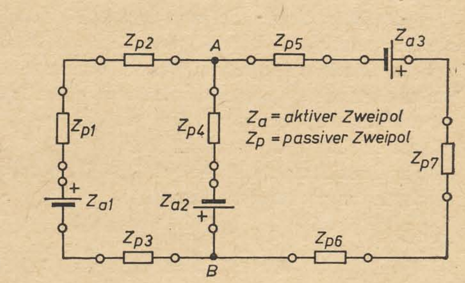


Bild 1

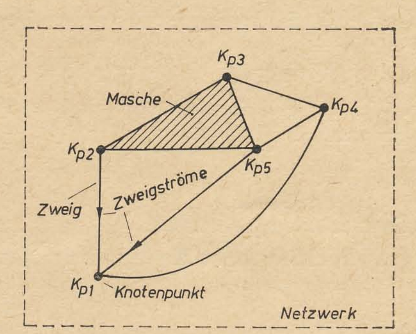


Bild 2

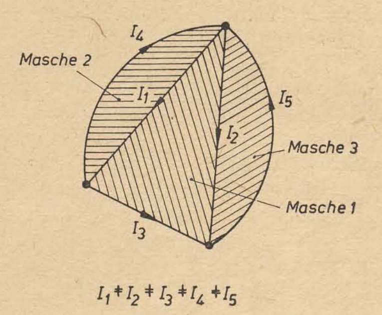


Bild 3 $I_1 \neq I_2 \neq I_3 \neq I_4 \neq I_5$

1.4. Die Masche (Bild 3)

Eine Masche ist dann gegeben, wenn ein geschlossener Leitungszug vorliegt. Hierbei wird nicht vorausgesetzt, daß in diesem Leitungszug der Strom überall die gleiche Größe besitzen muß (Bild 3). Daraus folgt, daß im Bild 1 eine Masche auch durch den Leitungszug Z_{a1}, Z_{p1}, Z_{p2}, Z_{p3}, Z_{p5}, Z_{p6}, Z_{p7} und Z_{a3} gebildet wird. Allerdings sind nicht alle Maschen für Berechnungen brauchbar, da die den Maschen entsprechenden Gleichungen, die zur Berechnung verwendet werden, voneinander unabhängig sein müssen. Hierzu siehe 3.2.

1.5. Richtungspfeile

Richtungspfeile sind Hilfsmittel zum Berechnen von Netzwerken. Es wird unterschieden zwischen:

a) EMK-Richtungspfeil
b) Strom-Richtungspfeil
c) Spannungsabfall-Richtungspfeil
d) Maschenumlauf-Richtungspfeil

Bemerkungen

zu 1.5. a)

Der Richtungspfeil für eine EMK ist grundsätzlich in Antriebsrichtung der positiven Ladungen, d. h. in Richtung des Stromes einzutragen.

E

+

Richtung des von E angetriebenen Stromes

zu 1.5. b)

Die Richtungspfeile für Ströme sind für alle auftretenden Zweigströme zu markieren. Für die unbekannten Ströme kann die Richtung beliebig angenommen werden. Die Richtungsangabe beeinflußt nur das Vorzeichen des Stromes. Beim Berechnen wird nur ein einzelner Strom ermittelt, alle anderen Ströme müssen bis auf den gesuchten Strom eliminiert werden. Das Vorzeichen dieses berechneten Stromes zeigt, ob die vorher willkürlich festgelegte Richtung der tatsächlichen entspricht. Ein Minuszeichen im Ergebnis besagt, daß die gewählte Richtung der tatsächlichen Stromrichtung entgegengesetzt ist.

zu 1.5. c)

Die Richtungen der Pfeile für Spannungsabfälle sind von den Richtungen der Pfeile für Zweigströme abhängig. Die Richtungsangabe des Spannungsabfalles muß mit der Stromrichtung übereinstimmen.

zu 1.5. d)

Der Richtungspfeil für den Maschenumlauf kann beliebig eingetragen werden.

2. Der Knotenpunktsatz (1. Kirchhoffsche Satz, Bilder 4 und 5)

2.1. Definition

Der Knotenpunktsatz lautet: In einem Knotenpunkt ist die Summe der zufließenden Ströme gleich der Summe der abfließenden Ströme (Bild 4).

$$\sum_n i_{zu\,n} = \sum_m i_{ab\,m}$$

oder anders formuliert:

In einem Knotenpunkt ist die Summe aller vorzeichenbehafteten Ströme gleich Null (Bild 4).

$$\sum_n i_{zu\,n} - \sum_m i_{ab\,m} = 0$$

Hierbei gilt: Die zufließenden Ströme werden positiv und die abfließenden Ströme negativ gezählt!

2.2. Anschauungsbeispiel

Aufgabe: Bestimme die einzelnen Knotenpunktgleichungen für das Netzwerk nach Bild 5 und schreibe diese untereinander auf.

Lösung:

für Knotenpunkt 1:	$-I_1$				$+I_5$	$+I_6$	$=0$
für Knotenpunkt 2:	$+I_1$	$-I_2$	$-I_3$				$=0$
für Knotenpunkt 3:			$+I_3$	$+I_4$		$-I_6$	$=0$
für Knotenpunkt 4:		$+I_2$		$-I_4$	$-I_5$		$=0$

Schlußfolgerungen

a) In der Lösung taucht jeder Strom zweimal mit jeweils verschiedenem Vorzeichen auf.

Zusätzliche Bemerkungen

Dies beruht darauf, daß jeder Strom zwischen zwei Knotenpunkten fließt und daher zweimal gleichungsmäßig erfaßt wird. Das verschiedene Vorzeichen entsteht dadurch, daß der Strom I_x von einem Knotenpunkt abfließt und zum anderen Knotenpunkt hin-, also zufließt.

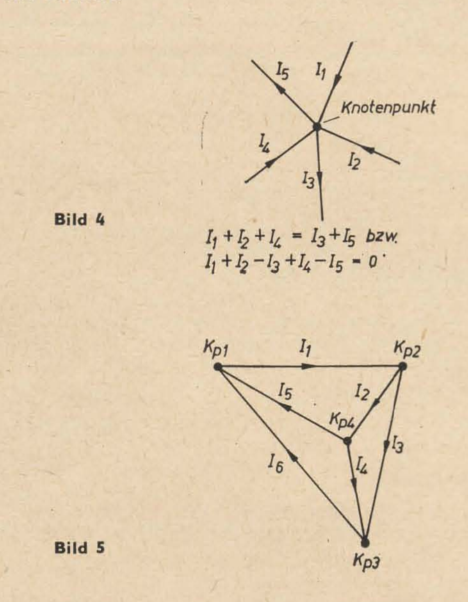


Bild 4

Bild 5

b) Aus der Lösung ist zu erkennen, daß von den vier aufgestellten Gleichungen nur drei unabhängig sind.

Zusätzliche Bemerkungen

Eine Gleichung ist dann unabhängig, wenn diese sich nicht aus den bereits aufgestellten Gleichungen ermitteln läßt. Bei der Lösung für Bild 5 läßt sich jedoch jede Gleichung durch Eliminieren aus den drei anderen Gleichungen ermitteln; demnach gibt es für das Netzwerk nach Bild 5 nur drei unabhängige Gleichungen. Beim Eliminieren ist jedoch zu beachten, daß das Ergebnis mit —1 zu multiplizieren ist, um die tatsächliche Stromrichtung der Ströme für den entsprechenden Knotenpunkt zu erhalten. Das vorzeichenumgekehrte Ergebnis läßt sich wie folgt erklären: Das vorläufige Ergebnis gibt an, welche Ströme von den anderen Knotenpunkten zum errechneten Knotenpunkt hinfließen bzw. umgekehrt. Das Ergebnis enthält also die Ströme, deren Richtungen von den anderen Knotenpunkten betrachtet worden sind (abfließend bzw. zufließend). Für den berechneten Knotenpunkt haben diese Ströme den umgekehrten Fluß. Diese Vorzeichenkorrektur gilt nur beim Ermitteln einer unabhängigen Knotenpunktgleichung, also im Beispiel beim Ermitteln einer vierten Gleichung [siehe zusätzliche Bemerkungen 2.2. a)].

2.3. Hinweise für die Anwendung des Knotenpunktsatzes

Allgemein gilt:

a) Bei einem Netzwerk mit n Knoten ergeben sich nur n-1 unabhängige Knotenpunktgleichungen. In diesen Gleichungen sind sämtliche Größen des Netzwerkes erfaßt.

b) Jedes Element der Schaltung muß in wenigstens einem Knotenpunkt vorkommen.

Der Knotenpunktsatz wird vorteilhaft bei Netzwerken angewendet, die sich aus einer großen Zahl von parallel geschalteten Gliedern zusammensetzen, wie z. B. bei Berechnungen von Röhrenschaltungen (Ersatzschaltung mit Ersatzstromquelle). Im allgemeinen werden die Knotenpunktgleichungen bei Netzwerkberechnungen kombiniert angewendet, d. h. im Zusammenhang mit Maschengleichungen. Es werden nämlich soviel Gleichungen benötigt, wie Unbekannte vorhanden sind. In einem Netzwerk, in dem sämtliche Ströme unbekannt sind, reichen die n-1 Knotengleichungen nicht aus (siehe 4.1.). Die Knotenpunktgleichungen können also nicht bei mehr als n-1 Unbekannten separat angewendet werden. Weitere Bemerkungen siehe 4.2.

radio und fernsehen	**Netzwerkberechnungen (2)** Knotenpunkt- und Maschensatz	001.001 4 Blätter
13 (1964) H. 5	Labor- und Berechnungsunterlagen	DK 621.3.014.1

3. Maschensatz (2. Kirchhoffsche Satz, Bild 6)

3.1. Definition

Der Maschensatz lautet: In einer Masche ist beim Umlauf die vorzeichenbehaftete Summe aller Spannungsabfälle (u) gleich der vorzeichenbehafteten Summe aller EMK (e):

$$\sum_{\circlearrowleft} u = \sum_{\circlearrowleft} e$$

Hierbei sind zu beachten: die Richtungen aller EMK, die Richtungen der Spannungsabfälle und die Richtung des Maschenumlaufs [siehe Bemerkungen zu 1.5. a) ... c)].

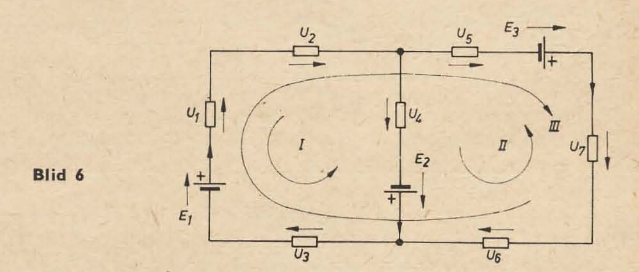


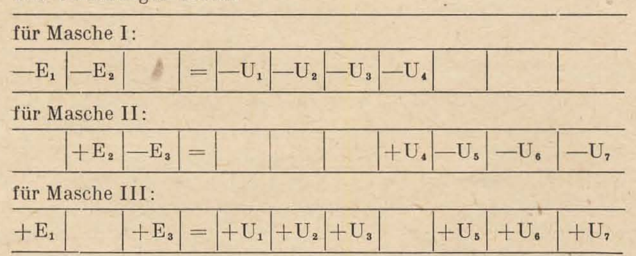
Bild 6

3.2. Anschauungsbeispiel (Bild 6)

Aufgabe: Es sind die Maschengleichungen für das Netzwerk nach Bild 6 aufzustellen.

Lösung: Zunächst werden die Richtungspfeile eingetragen [siehe Bemerkungen zu 1.5. a) ··· c)].

Die Gleichungen lauten



für Masche I:										
$-E_1$	$-E_2$		=	$-U_1$	$-U_2$	$-U_3$	$-U_4$			
für Masche II:										
	$+E_2$	$-E_3$	=				$+U_4$	$-U_5$	$-U_6$	$-U_7$
für Masche III:										
$+E_1$		$+E_3$	=	$+U_1$	$+U_2$	$+U_3$		$+U_5$	$+U_6$	$+U_7$

Schlußfolgerungen

Aus der Lösung ist zu erkennen, daß von den drei aufgestellten Gleichungen nur zwei unabhängig sind.

Zusätzliche Bemerkungen

a) Eine Gleichung ist, wie schon unter 2.2. bemerkt wurde, dann unabhängig, wenn diese sich nicht aus den bereits aufgestellten Gleichungen ermitteln läßt. Auch beim Eliminieren der Maschengleichungen sind beim Ergebnis die Vorzeichen zu beachten. Will man z. B. aus den Maschengleichungen (I) und (III) die Maschengleichung (II) ermitteln, so sind die Vorzeichen beim Ergebnis umzukehren, da die Maschenumläufe I und III gegensinnig in bezug auf den Maschenumlauf II festgelegt wurden. Die Vorzeichenkorrektur gilt allerdings nur beim Ermitteln einer abhängigen Maschengleichung, also im Beispiel beim Ermitteln einer dritten Gleichung.

3.3. Hinweise für die Anwendung des Maschensatzes

Allgemein gilt:

a) Bei einem Netzwerk mit m Zweigen und n Knoten ergeben sich m-(n-1) unabhängige Maschengleichungen. In diesen Gleichungen sind sämtliche Spannungsgrößen erfaßt.

b) Jedes Element der Schaltung muß wenigstens in einer Masche vorkommen.

c) Beim Bestimmen einer Spannung eines bestimmten Elementes ist es zweckmäßig, dieses Element nur in einer Masche auftreten zu lassen. Die Maschen sind also entsprechend auszuwählen.

Der Maschensatz wird i. a. dem Knotenpunktsatz vorgezogen. Der Knotenpunktsatz ist nur dann vorteilhaft, wenn viele Knotenpunkte und Einströmungen in das Netzwerk vorhanden sind. Auch für den Maschensatz gilt, wie für den Knotenpunktsatz, daß i. a. die Maschengleichungen bei Netzwerkberechnungen kombiniert mit den Knotenpunktgleichungen angewendet werden, vornehmlich dann, wenn die m-(n-1) unabhängigen Maschengleichungen nicht ausreichen. Die Zahl der unabhängigen Gleichungen muß gleich der Zahl der unbekannten Größen sein!

4. Praktische Anwendung des Knotenpunkt- und Maschensatzes (Bild 7)

4.1. Anwendung bei Netzwerkberechnungen

Die Anwendung soll an einer praktischen Berechnung gezeigt werden, wobei aus verständlichen Gründen ein kompliziertes Netzwerk gewählt wurde!

Aufgabe: Die im Netzwerk nach Bild 7 unbekannten Ströme sind zu berechnen. Bekannt sind die EMK und sämtliche Widerstände. Der Strom durch den Widerstand R_5 ist als erster zu berechnen!

Lösung:

Allgemeine Festlegungen

Zunächst sind die möglichen unabhängigen Knotenpunkt- und Maschengleichungen zu ermitteln. Das Netzwerk enthält fünf Zweige und drei Knoten. Damit ergeben sich drei unabhängige Maschengleichungen und zwei unabhängige Knotenpunktgleichungen. Da im Netzwerk fünf unbekannte Größen zu ermitteln sind, müssen der Knotenpunkt- und der Maschensatz angewandt werden.

Zur Vereinfachung können die Widerstände R_1, R_2, R_3 und R_5, R_8 zu je einem Ersatzwiderstand erfaßt werden. ($R_1 + R_2 + R_3 = R_{13}$ und $R_5 + R_8 = R_{58}$). Die Richtungspfeile sind so anzugeben, daß sie der möglichen Stromrichtung entsprechen. Bild 8 zeigt das neue Schaltbild mit den eingetragenen Strom-Richtungspfeilen, den Maschenumläufen und den gewählten Knotenpunkten A und B.

Aufstellung der Maschen- und Knotenpunktgleichungen und Berechnung von I_5

Masche I	$+E_1$	$+E_2$			=	$+I_1 \cdot R_{13}$	$+I_2 \cdot R_4$				(1)
Masche II		$+E_2$	$+E_3$		=		$+I_2 \cdot R_4$	$+I_3 \cdot R_6$	$+I_4 \cdot R_7$		(2)
Masche III			$+E_3$	$-E_4$	=			$+I_3 \cdot R_6$		$-I_5 \cdot R_{58}$	(3)
Knotenpunkt A				0	=	$-I_1$	$+I_2$	$-I_3$		$-I_5$	(4)
Knotenpunkt B				0	=			$+I_3$	$-I_4$	$+I_5$	(5)

In den Gln. (1) und (2) können mit Hilfe der Gln. (4) und (5) I_1 und I_4 eliminiert werden.

$$+E_1 + E_2 = I_2 (R_{13} + R_4) - I_3 \cdot R_{13} - I_5 \cdot R_{13} \qquad (6)$$

$$+E_2 + E_3 = I_2 \cdot R_4 + I_3 (R_6 + R_7) + I_5 \cdot R_7 \qquad (7)$$

Aus Gl. (3) gewinnt man

$$I_3 = \frac{E_3 - E_4 + I_5 \cdot R_{58}}{R_6} \qquad (8)$$

Gl. (8) wird für I_3 in die Gln. (6) und (7) eingesetzt, so daß in den neuen Gleichungen nur noch I_2 und I_5 als unbekannte Größen vorhanden sind. Beide Gleichungen werden danach nach I_2 umgestellt.

$$I_2 = \frac{E_1 + E_2 + \frac{E_3 - E_4 + I_5 \cdot R_{58}}{R_6} \cdot R_{13} + I_5 \cdot R_{13}}{R_{13} + R_4} \qquad (9)$$

$$I_2 = \frac{E_2 + E_3 - (E_3 - E_4 + I_5 \cdot R_{58}) \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) - I_5 \cdot R_7}{R_4} \qquad (10)$$

Die Gln. (9) und (10) werden gleichgesetzt und nach I_5 umgestellt.

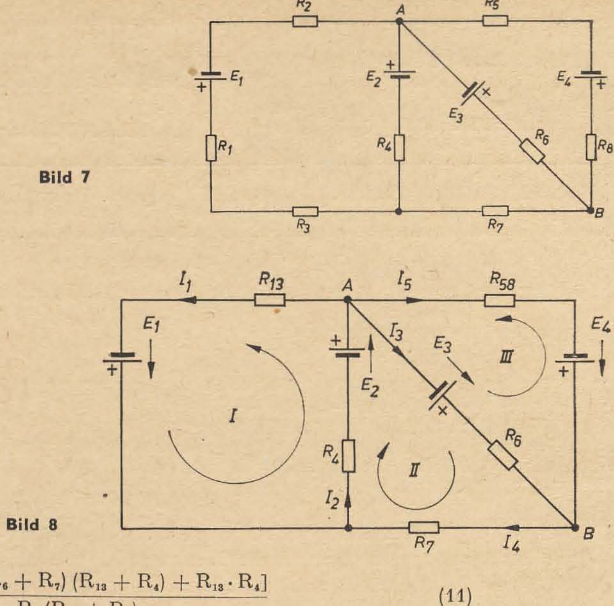


Bild 7

Bild 8

$$I_5 = \frac{-E_1 \cdot R_4 \cdot R_6 + E_2 \cdot R_{13} \cdot R_6 + E_3 [(R_{13} + R_4) \cdot R_7 - R_{13} \cdot R_4] + E_4 [(R_6 + R_7)(R_{13} + R_4) + R_{13} \cdot R_4]}{R_{13} \cdot R_{58} \cdot R_4 + R_6 \cdot R_{13} + R_{58} (R_6 + R_7)(R_{13} + R_4) + R_7 \cdot R_6 (R_{13} + R_4)} \qquad (11)$$

Die tatsächliche Richtung des Stromes I_5 kann nur nach Einsetzen von Zahlenwerten ermittelt werden.

Berechnung der übrigen Ströme I_1, I_2, I_3 und I_4

Für die Berechnungen der übrigen Ströme sind keine großen Ableitungen mehr notwendig.
Mit I_5 kann nun aus den Gln. (9) bzw. (10) I_2 und aus Gl. (8) I_3 berechnet werden. Mit den bekannten Strömen I_3 und I_5 kann I_4 aus Gl. (5) errechnet werden. Als letzter Strom wird I_1 aus Gl. (4) bestimmt.

4.2. Hinweise zur praktischen Anwendung des Knotenpunkt- und Maschensatzes

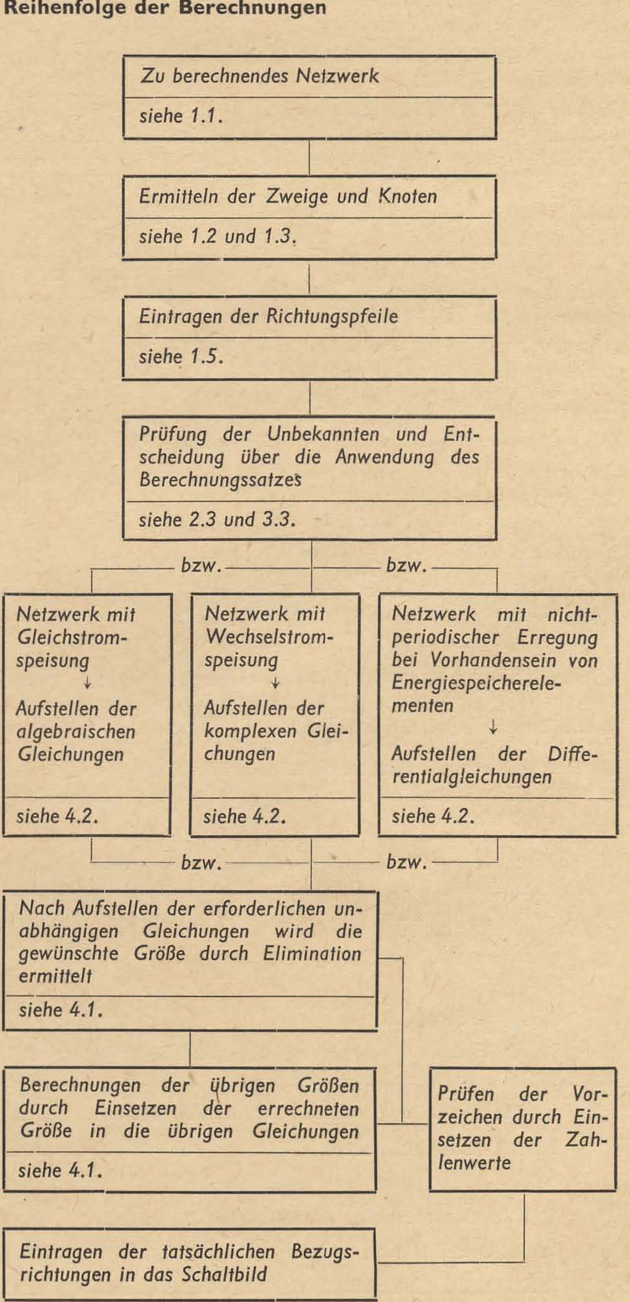
a) Der Knotenpunkt- und Maschensatz ist nicht nur bei Netzwerken mit Gleichstromspeisung anwendbar, sondern gilt ebenso für Netzwerke mit Wechselstromspeisung und für Netzwerke, die durch nichtperiodische sprungartige Ströme bzw. Spannungen erregt werden. Allerdings sind bei den Berechnungen der genannten Netzwerke die entsprechenden Strom-Spannungsbeziehungen zu berücksichtigen.

Zusätzliche Bemerkungen

Bei Netzwerken mit Wechselstromspeisung wird zweckmäßig mit der komplexen Rechnung gearbeitet, während bei Netzwerken mit nichtperiodischer sprungartiger Erregung und bei vorhandenen Energiespeicherelementen die aufgestellten unabhängigen Gleichungen Differentialgleichungen ergeben. Fehlen die Energiespeicherelemente, dann gehen die Differentialgleichungen in algebraische Gleichungen über, da die Differentialquotienten zu Null werden.

b) Beim Aufstellen der Knotenpunkt- und Maschengleichungen sind stets die gleichen Größen der einzelnen Gleichungen untereinander zu schreiben (siehe Berechnungsbeispiel). Hierdurch bleibt der Überblick gewahrt. Diese Aufstellungsform ist jedoch Voraussetzung, wenn die Determinatenrechnung angewandt wird. Diese Rechnungsart wird besonders empfohlen, da hiermit umfangreiche Rechnungen vermieden werden können.

Reihenfolge der Berechnungen



Literatur

[1] Lunze/Wagner: Einführung in die Elektrotechnik. VEB Verlag Technik, Berlin; (Einführung in die Grundlagen mit einer Reihe von Beispielen)

[2] Lunze: Berechnung elektrischer Stromkreise. VEB Verlag Technik, Berlin; (Grundlagen wie [1])

[3] Dobesch: Laplace-Transformation, Reihe ,,Kleine Bibliothek für Funktechniker". VEB Verlag Technik, Berlin; (Berechnung von Netzwerken mit Energiespeicherelementen)

Fernbeobachteranlage FBA 2

Teil 1

Ing. WILFRIED DIETERICH

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik, Berlin

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit einer Einrichtung der Fernsehtechnik, die speziell für die Anwendung dieser Technik in Industrie, Wirtschaft und Wissenschaft vorgesehen ist. Die Beschreibung berücksichtigt nicht die Anwendungsseite, sondern behandelt die Funktionsweise der einzelnen Geräte und Baugruppen der Fernbeobachteranlage FBA 2.

Die Fernbeobachteranlage FBA 2 besteht aus folgenden Geräten (Bild 1):

Fernkamera	FK 2
Kamerabetriebsgerät	KB 2
Stromversorgungsgerät	SVG 2
Fernbildschreiber	FB 2
Fernbedienungszusatz für die Kamera	FZK 2
Fernbedienungszusatz für die Optikeinheit	FZO 2
Fernbedienungszusatz für den Bildschreiber	FZB 2

Die Gehäuse dieser Geräte sind aus Aluminiumguß und somit spritz- und schwallwasserdicht, so daß die Aufstellung und der Betrieb in geschlossenen Räumen sowie im Freien möglich ist. Drei Geräte der Anlage (KB 2, SVG 2 und FB 2) sind zur Eigenbelüftung mit Ventilatoren ausgerüstet, die die Frischluft durch die im Boden der Gehäuse befindlichen auswechselbaren Staubfilter ansaugen.

Die Verbindung der einzelnen Geräte miteinander erfolgt über Kabel. Bild 2 zeigt im Blockschema die Zusammenschaltung einer FBA 2. Das Zusammenwirken von FK 2, KB 2, SVG 2 und den Fernbedienungszusätzen FZK 2 und FZO 2 ergibt einen Kamerazug. Mit diesem Kamerazug wird die von der Fernkamera aufgenommene Szene in ein Fernsehsignal umgewandelt und über Kabel dem Fernbildschreiber FB 2 zugeführt. Dieser gibt das von der Kamera aufgenommene Objekt als Fernsehbild wieder.

Im folgenden werden nun die Geräte und Baugruppen beschrieben.

Fernkamera FK 2

Die Fernkamera FK 2 gehört zur Grundausrüstung der FBA 2 und hat die Aufgabe, an jedem beliebigen Ort das gewünschte Bild eines Objektes bzw. eines laufenden Vorganges aufzunehmen und in ein Fernsehsignal umzuwandeln. In jedem Fall wird die FK 2 an vorgeschobener Beobachtungsposition eingesetzt, so daß sie nicht immer direkt bedient werden kann. Die Einstellung der optischen und elektrischen Regelgrößen, wie z. B. Blende, Entfernung, Plattenspannung, Strahlstrom und elektrische Schärfe, erfolgen deshalb durch die Fernbedienungszusätze FZK 2 und FZO 2. Die Kamera ist auch mit einer automatischen Blendeneinstellung versehen. Sie paßt sich damit weitgehend den jeweiligen örtlichen Lichtverhältnissen an.

Kameragrundeinheit Kge 1

Zur Kameragrundeinheit gehören:

Vorverstärker	Vr 1
Regelverstärker	Vr 2
Ablenkeinheit	Abe 1
Schaltteilplatte	Schp 1

Vorverstärker Vr 1

Der Vorverstärker (Bild 3) hat die Aufgabe, das von der Aufnahmeröhre gelieferte Videosignal zu verstärken. Er ist zu diesem Zweck mit drei Röhren vom Typ PCC 88 ausgerüstet, von denen die beiden ersten im Verstärkerzug in Kaskodeschaltung arbeiten, um ein günstiges Signal/Rausch-Verhältnis zu erhalten. Damit, besonders bei den hohen Videofrequenzen, der Signal/Rausch-Abstand noch vergrößert wird, ist im Gitterkreis der ersten Verstärkerstufe die Braudesche-Rauschunterdrückungsschaltung angewendet worden. Diese Schaltung besteht aus einer kleinen Induktivität (70 μH), die in Verbindung mit der Schaltkapazität einen Resonanzkreis für die obere Grenzfrequenz darstellt und somit den Frequenzgang des Eingangskreises zu den hohen Frequenzen hin anhebt. Im Anodenkreis dieser Stufe wurde zur Linearisierung des Frequenzganges die aus zwei Induktivitäten bestehende π-Kompensation gewählt. Sie hat gegenüber der einfachen L-Kompensation den Vorteil, daß ein größerer Arbeitswiderstand verwendet werden kann, was wiederum einen Verstärkungsgewinn bedeutet.

Das in der ersten Stufe verstärkte Signal wird dann dem Steuergitter der zweiten Kaskodestufe zugeführt. Im Katodenkreis dieser Stufe erfolgt mit Hilfe der frequenzabhängigen Stromgegenkopplung die Korrektur der Frequenzverzerrungen, die im Eingangskreis durch die den Arbeitswiderstand der Aufnahmeröhre überbrückenden Schaltkapazitäten hervorgerufen werden. Im Anodenkreis dieser Stufe befindet sich zur Linearisierung der Durchlaßkurve ebenfalls eine π-Kompensationsschaltung.

Das verstärkte und auch entzerrte Videosignal wird dem Steuergitter des ersten Systems der $Rö_3$ zugeführt. Diese Stufe arbeitet in Anodenbasisschaltung (Katodenverstärker) und stellt gemeinsam mit einem 1,2-kΩ-Widerstand in der Katodenleitung die Anpassung des Verstärkerausganges an das

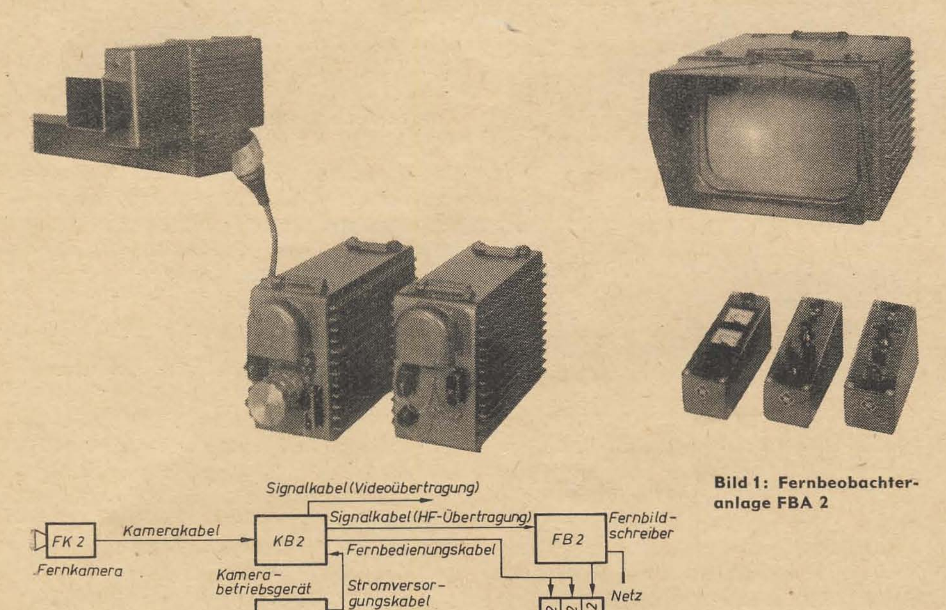


Bild 1: Fernbeobachteranlage FBA 2

Bild 2: Blockschaltbild der FBA 2

Kamerakabel dar, das eine 75-Ω-Koaxialader zur Videosignalübertragung enthält.
Das zweite System der $Rö_3$ dient zum Mischen und Verstärken der aus dem Ablenksignal gewonnenen Austastimpulse für die Austastung der vertikalen und horizontalen Strahlrückläufe in der Aufnahmeröhre. Dieses Austastgemisch wird der Katode des Endikons zugeführt.

Bild 3: Schaltbild des Vorverstärkers

Regelverstärker Vr 2

Aufgabe des Regelverstärkers (Bild 4) ist die automatische Regelung der Blende des Objektivs in Abhängigkeit von der Größe des Videosignals am Ausgang des Vorverstärkers. Der Regelverstärker ist mit zwei Röhren vom Typ PCC 85 bestückt. $Rö_1$ arbeitet als zweistufiger Verstärker des vom Vorverstärkerausgang kommenden Videosignals. Der am Ausgang des zweiten Systems liegende Spannungsteiler dient zur Einstellung der richtigen Regelsteilheit. Hinter dem Spannungsteiler wird mit Hilfe der Ge-Diode OA 685 eine dem Videosignal proportionale Regelspannung erzeugt. Diese Gleichspannung wird dem Steuergitter des ersten Systems der $Rö_2$ zugeführt. Die beiden Systeme dieser Röhre sind als zwei Zweige einer Brückenschaltung geschaltet; die zwei anderen Zweige bilden die Arbeitswiderstände beider Systeme. In der Diagonalen dieser Brückenschaltung liegt ein polarisiertes Telegrafenrelais (Rel_1), dessen Wicklung gegen Flattererscheinungen mit zwei gegeneinander geschalteten Elkos überbrückt ist. Der Regler RW_1 im Gitterkreis des zweiten Systems der $Rö_2$ dient zum Einstellen des Brückengleichgewichts. Wird nun z. B. das Videosignal am Verstärkerausgang größer — hervorgerufen durch eine größere Helligkeit auf der aufgenommenen Szene —, so steigt auch die Regelspannung am Steuergitter des ersten Systems der $Rö_2$ an. Damit wird nun die Brücke aus dem Gleichgewicht gebracht, und das Relais Rel_1 zieht an. Mit seinem Kontakt, der bei Brückengleichgewicht in Mittelstellung steht, schaltet es das Rundrelais Rel_2 ein. Dieses Relais gibt eine Gleichspannung (28 V) an einen Motor in der Optikeinheit, der seinerseits über das Getriebe die Blende verringert, bis die Videospannung am Vorverstärkerausgang ihren alten Wert erreicht hat und damit die Brücke im Regelverstärker wieder im Gleichgewicht ist.
Umgekehrt wird bei geringerer Szenenhelligkeit, durch Rel_1 das Rundrelais Rel_3 eingeschaltet. Dieses Relais gibt die Motorspannung mit einer umgekehrten Polarität wie beim Beispiel 1 an den Motor, so daß dieser jetzt die Blende öffnet.

Ablenkeinheit Abe 1

Diese Baugruppe besteht aus der eigentlichen Fokussier- und Ablenkeinheit für die Bildaufnahmeröhre und aus der Aufnahmeröhre selbst. In der Ablenkeinheit dienen drei Spulen zur Vertikalablenkung, zur Horizontalablenkung und zur magnetischen Fokussierung des Elektronenstrahls im Endikon. Die hierfür benötigten Ströme werden aus dem Kamerabetriebsgerät KB 2 entnommen und über das Kamerakabel der Ablenkeinheit zugeführt. Der Aufbau der Ablenkeinheit ist konstruktiv so gelöst, daß mit Hilfe eines Stellringes am hinteren Ende der Abe 1, die Aufnahmeröhre mit den drei Spulen längs der optischen Achse hin- und hergeschoben werden kann. Diese Möglichkeit dient zum genauen Einstellen des Abstandes zwischen der Signalplatte des Endikons und der Optik.

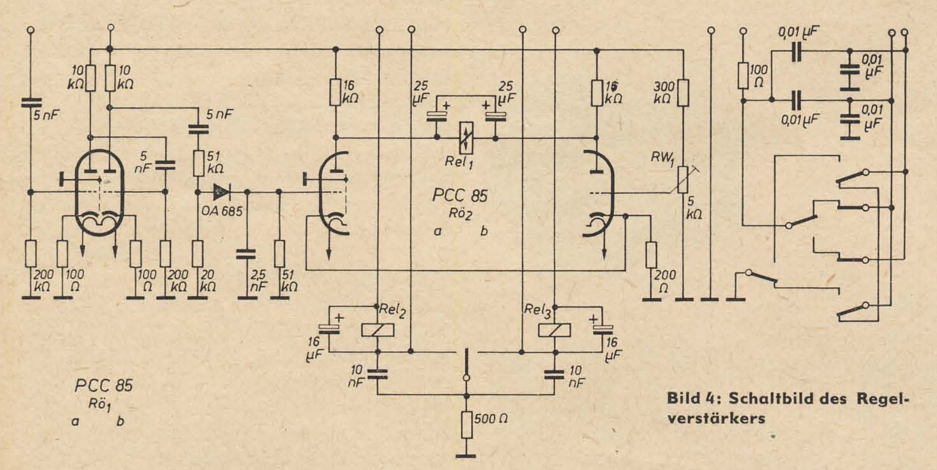


Bild 4: Schaltbild des Regelverstärkers

Schaltteilplatte Schp 1

Die Schaltteilplatte trägt die Bauelemente, die für die Siebung der Betriebsspannungen der Aufnahmeröhre benötigt werden. Ferner sind die Anpassungsglieder für die Anpassung der H-Ablenkspule an das Kamerakabel, Differenzierglieder zur Gewinnung der Austastimpulse aus den V- und H-Ablenksignalen und Glieder zur Beschneidung des aus dem Vorverstärker ($Rö_3$) kommenden Austastgemisches auf der Schaltteilplatte angeordnet.

Optikeinheit Fo 1 (Fo 2, Fo 3)

Die Optikeinheit enthält ein Spezialkameraobjektiv und je einen Getriebeblock für die Ferneinstellung der Blende und der Entfernung. Jeder Getriebeblock besteht aus einem reduzierenden Getriebe, einem 28-V-Kleinmotor, den Entstörkondensatoren, zwei Endausschaltern und einem mit dem Getriebe gekoppelten Regelwiderstand zur Rückmeldung des eingestellten Wertes.
Um den Erfordernissen der Praxis gerecht zu werden, wurden Optikeinheiten mit Objektiven verschiedener Brennweiten entwickelt, die leicht gegeneinander ausgewechselt werden können.

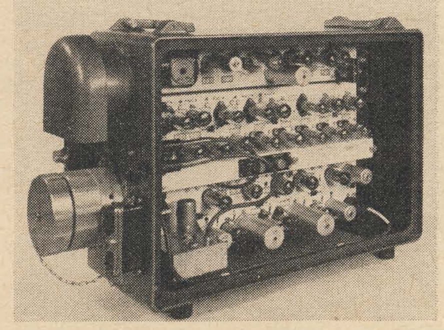


Bild 5: Kamerabetriebsgerät KB 2.2

Kurzzeichen	Objektiv (Biotar)
Fo 1	1 : 1,4; f = 25 mm (FK 2.1)
Fo 2	1 : 1,4; f = 50 mm (FK 2.2)
Fo 3	1 : 1,5; f = 75 mm (FK 2.3)

Kamerabetriebsgerät KB 2 (KB 2.1; KB 2.2)

Das Kamerabetriebsgerät KB 2 ist das zentrale Gerät der FBA 2 (siehe Bild 2). In seinem kofferförmigen Gehäuse sind die drei Baugruppen in der Reihenfolge Kippteil, Impulsteil und Zwischenverstärker untereinander angeordnet (Bild 5).

Kippteil Kit 1

Der zum Funktionsbereich der Fernkamera FK 2 gehörige und aus räumlichen Gründen im KB 2 untergebrachte Kippteil Kit 1 (Bild 6) liefert die Sägezahnströme, die an die Ablenkeinheit der FK 2 geführt werden und somit den Elektronenstrahl der Bildaufnahmeröhre in Rasterform ablenken. Er enthält die Horizontal- und Vertikalablenkstufe sowie die Schutzschaltung für das Endikon.
Der vom Impulsteil kommende H-Steuerimpuls wird an der Steckverbindung des Kit 1 mit 75 Ω abgeschlossen und danach im Kippteil in der $Rö_{1a}$ (ECC 960) verstärkt. Im

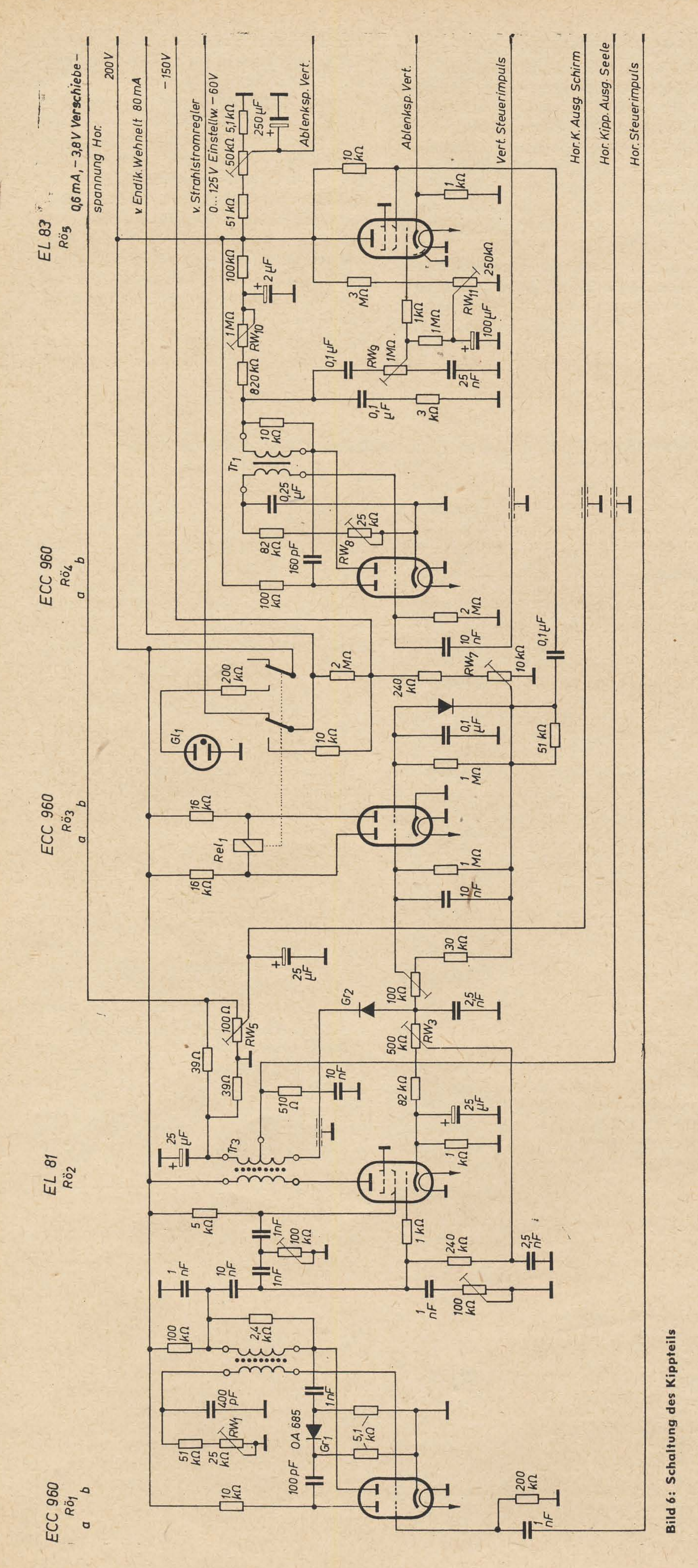


Bild 6: Schaltung des Kippteils

Anodenkreis dieser Stufe wird der verstärkte Impuls stark differenziert. Die nachfolgend geschaltete Ge-Diode OA 685 (Gr_1) läßt nur die bei der Differenzierung entstandene negative Impulsspitze durch, die zur Synchronisation des nachfolgenden Horizontalgenerators benutzt wird. Die Frequenzregelung erfolgt mit RW_1 auf der Sekundärseite des Sperrschwingers. Letzterer ist wegen der geringen Streuung als Schalenkernspule ausgeführt. Die Form der zur Steuerung der H-Endstufe $Rö_2$ (EL 81) erforderlichen Sägezahnspannung wird durch die nachgeschalteten Bauelemente — wobei sich zwei Regelwiderstände zur Linearitätseinstellung befinden — bestimmt. Zur Anpassung der H-Endröhre an den Wellenwiderstand der 75-Ω-Koaxleitung im Kamerakabel, das die Sägezahnimpulse an die H-Ablenkspulen in der Kamera führt, dient der Horizontalausgangsübertrager Tr_3. Aus einer Zusatzwicklung des Tr_3 wird eine Impulsspannung von etwa 250 V_{ss} entnommen, die nach der Gleichrichtung durch Gr_2 eine Gleichspannung von etwa 30 V ergibt. Diese Spannung wird einmal über RW_3 zum Katodenwiderstand und vom Schleifer des RW_3 zum Steuergitter der EL 81 geführt. Sie dient somit zum Einstellen der horizontalen Ablenkung sowie zur H-Amplitudenstabilisierung. Zum anderen wird sie zur Steuerung der Schutzschaltung benutzt. In eine am „kalten" sekundärseitigen Ende des Tr_3 liegende Brückenschaltung wird eine negative Gleichspannung von etwa 3 V eingespeist. Diese Spannung wird mit dem Brückenglied RW_5 verändert und dient zur horizontalen Verschiebung der Rasterlage auf der Fotokatode des Endikons.

Der ebenfalls vom Impulsteil kommende Vertikalsteuerimpuls gelangt nach dem 75-Ω-Abschluß an der Steckverbindung über dieselbe in den Kippteil. Nach der Verstärkung des V-Impulses in der $Rö_{4a}$ (ECC 960) wird er mit negativer Polarität an die Anode des in Sperrschwingerschaltung arbeitenden V-Generators ($Rö_{4b}$) geführt. Zur Unterdrückung großer Spannungsspitzen wurde ein Widerstand parallel zur Primärwicklung des Sperrschwingertrafos Tr_1 gelegt. Durch Verändern des Arbeitswiderstandes RW_{10} der $Rö_{4b}$ kann die V-Amplitude geregelt werden. Die Frequenzregelung erfolgt auf der Sekundärseite des Tr_1 mit RW_8. Vom Sperrschwinger-Übertrager gelangt die sägezahnförmige Spannung nach weiterer Verbesserung der Linearität durch die nachgeschalteten Bauelemente (Linearitätsregler RW_9 und RW_{11}) an das Steuergitter der V-Endröhre EL 83 ($Rö_5$). $Rö_5$ arbeitet in Anodenbasisschaltung (Katodenfolger). Durch den niederohmigen Ausgang entfällt der sonst notwendige Ausgangsübertrager. Der Arbeitspunkt der EL 83 wird mit RW_{11} (Linearität) und die vertikale Rasterlage mit RW_3 eingestellt. Zur Verhinderung einer Beeinflussung der V-Amplitude durch RW_3 wird der Ablenkkreis zwischen Ablenkspulen und Masse durch einen Elko geschlossen. Die Ablenkspannung wird von der Katode der Endröhre $Rö_5$ über das Kamerakabel den V-Ablenkspulen in der Fernkamera zugeführt.

Die Endikonschutzschaltung stellt eine Brükkenschaltung dar, die sich bei normalem Betrieb im Gleichgewicht befindet. Die vier Brückenzweige werden aus $Rö_3$ (ECC 960) und deren gleichgroßen Arbeitswiderständen gebildet. In der Gleichgewichtslage sind die

Spannungsabfälle an den Arbeitswiderständen gleich, so daß das in der Brückendiagonale liegende Relais Rel_1 nicht anspricht. Dieser Betriebszustand ist dadurch kenntlich, daß die Glimmlampe Gl_1 auf der Kippeinheit nicht leuchtet.
Zur Steuerung der Brückenschaltung wird je eine aus den H- und V-Impulsen gewonnene negative Gleichspannung verwendet. Mit RW_7 wird die Ansprechempfindlichkeit der Brücke eingestellt. Beim Ausfall eines Generators bzw. einer Endstufe sowie bei Unterbrechung im V-Ablenkkreis wird durch die veränderte negative Gittervorspannung an $Rö_3$ die Brücke aus dem Gleichgewicht gebracht und das Relais geschaltet.

Impulsteile I und II

Der Impulsteil liefert alle für die Fernsehbildaufnahme, -übertragung und -wiedergabe benötigten Impulse und Impulsgemische. Dazu gehören die Steuer- oder Synchronimpulse für die exakte zeitsynchrone Steuerung der Fernsehraster in horizontaler und vertikaler Richtung. Ferner werden noch Austastimpulse zur allseitigen Abgrenzung des Bildfeldes bei der TV-Übertragung erzeugt.
Es stehen zwei Ausführungen des Impulsteiles zur Verfügung. In den meisten Fällen, wo der Anschluß der FBA 2 an ein ortsfestes 220-V/50-Hz-Netz möglich ist, enthält das Kamerabetriebsgerät KB 2.1 als Standardausführung den Impulsteil I. Mit ihm erzeugt der Kippteil ein vereinfachtes Fernsehraster ohne Zeilensprung, das nahezu allen Ansprüchen an die Qualität industrieller Bildübertragungen genügt. Für die Erzeugung eines Fernsehrasters mit Zeilensprung, das den CCIR-Empfehlungen weitgehend entspricht, und überall dort, wo die FBA 2 nicht aus einem 50-Hz-Netz betrieben werden kann, z. B. auf Schiffen, in Flugzeugen oder sonstigen Fahrzeugen, muß der Impulsteil I gegen den Impulsteil II ausgetauscht werden. Das Kamerabetriebsgerät hat dann die Typenbezeichnung KB 2.2.

Einiges über die Zuverlässigkeit von Bauelementen und Geräten

Elektronische Geräte und Anlagen sind im Laufe der Zeit immer komplizierter und umfangreicher geworden. Enthielt 1940 eine elektronische Anlage im Mittel bei dem damaligen Entwicklungsstand etwa 2000 Bauelemente, so wurden 1960 im Durchschnitt 200000 Bauelemente je Anlage gezählt. Zur Zeit dürfte die Millionengrenze erreicht sein.
„Da die ganze genial durchdachte Technik der elektronischen Automatik wenig nützt, wenn sie zu ständigen Ausfällen neigt, wird die Forderung nach einem besonderen Zuverlässigkeitsprogramm immer dringender" [1].
Was will man nun unter „Zuverlässigkeit" eines elektronischen Gerätes verstehen? In dieser Beziehung hat es der Elektronikingenieur schwerer als beispielsweise der Brückenbauer, dessen statische Sicherheitsfaktoren nicht nur streng definiert werden können, sondern auch praktisch in langer Erfahrung erprobt sind. Wenn der Elektroniker die „Zuverlässigkeit" der von ihm entworfenen und gebauten Geräte definieren will, muß er sich auf das Gebiet der statistischen Wahrscheinlichkeit begeben. Daß Wahrscheinlichkeitsuntersuchungen entgegen der unter Laien vielfach verbreiteten Skepsis durchaus sichere Voraussagen ergeben, beweisen uns die Versicherungsmathematiker seit Jahr und Tag.
Beginnen wir mit den Bauelementen, aus denen elektronische Geräte zusammengesetzt sind. Durch Betriebs-, Lagerungs- oder Belastungsversuche kann unter bestimmten Bedingungen und Definitionen hinsichtlich der Total- und Änderungsausfälle ihre Ausfallwahrscheinlichkeit oder ihr Ausfallquotient ermittelt und durch fortwährende Entnahme von Stichproben aus der laufenden Produktion kontrolliert werden [2]. Die Ausfallwahrscheinlichkeit definiert man

$$F = \frac{\text{Anzahl der Ausfälle}}{\text{Bestand zu Beginn}}$$

und bezieht diese Zahl auf eine bestimmte Zeitdauer (z. B. 1000 oder mehr Stunden). Rechnet man die Ausfallwahrscheinlichkeit F auf eine Stunde um, so erhält man die Ausfallrate (λ, im USA-Schrifttum als Failure Rate bezeichnet). Nach umfangreichen statistischen Untersuchungen im U.S. Departement of Commerce kann man den gebräuchlichen Bauelementen folgende Ausfallraten zuordnen [1]:

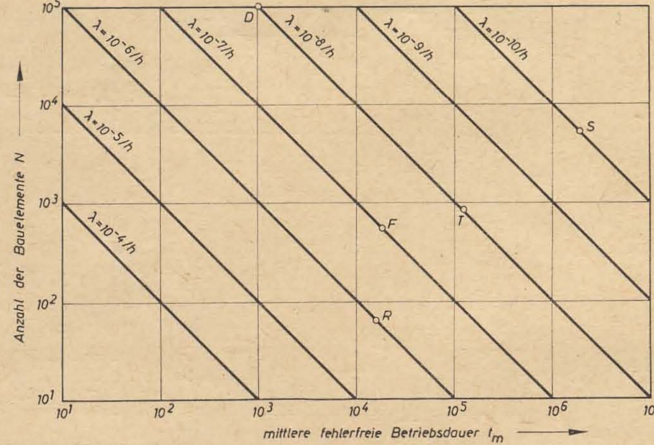
	bei 30 °C	bei 60 °C
Kohlewiderstände	$2 \cdot 10^{-7}$	$2{,}7 \cdot 10^{-7}$
Drahtwiderstände	$1{,}4 \cdot 10^{-6}$	$1{,}8 \cdot 10^{-6}$
Siliziumtransistoren	$7 \cdot 10^{-7}$	$7{,}2 \cdot 10^{-7}$
Germaniumtransistoren	$7 \cdot 10^{-7}$	$1{,}2 \cdot 10^{-6}$ (!)
Siliziumdioden	$5 \cdot 10^{-7}$	$5{,}2 \cdot 10^{-7}$
Germaniumdioden	$5 \cdot 10^{-7}$	$9 \cdot 10^{-7}$
Vakuumröhren	$2{,}6 \cdot 10^{-5}$ (!)	$3{,}4 \cdot 10^{-5}$ (!)
Papierkondensatoren	$1{,}5 \cdot 10^{-7}$	$2{,}7 \cdot 10^{-7}$

Ein Vergleich der Ausfallraten der verschiedenen Bauelemente untereinander ist nebenbei ganz interessant. So ist z. B. die Ausfallrate von Vakuumröhren etwa 40mal größer als die von Siliziumtransistoren, und wegen der höheren, maximal zulässigen Sperrschichttemperatur haben Siliziumtransistoren bei 60 °C eine kleinere Ausfallrate als Germaniumtransistoren.
Unter bestimmten statistischen Voraussetzungen läßt sich nun die „mittlere fehlerfreie Betriebsdauer" t_m eines Gerätes oder einer Anlage aus den Ausfallraten der verschiedenen verwendeten Bauelemente bestimmen. Die „mittlere fehlerfreie Betriebsdauer" ist zunächst als das Verhältnis der gesamten Betriebszeit einer größeren Anzahl von Geräten eines bestimmten Typs zur Anzahl der Ausfälle zu definieren. Da bei der Ermittlung der Ausfallraten ernste Fabrikationsfehler und Frühausfälle stets ausgeschlossen sind, treten nur noch reine Zufallsfehler auf, für die eine exponentielle Fehlerverteilung angenommen werden kann. Für ein Kollektiv von Bauelementen N — Gerät oder Anlage — ist dann die mittlere fehlerfreie Betriebsdauer t_m um den Faktor N (Anzahl der verwendeten Bauelemente) kleiner als die Lebensdauer des einzelnen Bauelementes, die ihrerseits gleich dem reziproken Wert $1/\lambda$ der Ausfallrate ist. Besteht das Gerät aus Bauelementen mit unterschiedlicher Ausfallrate, so gilt:

$$\frac{1}{t_m} = N_1 \cdot \lambda_1 + N_2 \cdot \lambda_2 + N_3 \cdot \lambda_3 + \cdots N_n \cdot \lambda_n$$

Im wiedergegebenen Diagramm [3] ist dieser Zusammenhang grafisch dargestellt. Wenn wir für ein elektronisches Gerät mit einer gewissen Anzahl von Bauelementen eine bestimmte mittlere Betriebsdauer fordern, können wir mit Hilfe dieser grafischen Darstellung die notwendige Ausfallrate der Bauelemente bestimmen.
Fordern wir beispielsweise für einen Kanalverstärker, wie er in der Trägerfrequenztechnik eingesetzt wird und der rund 500 Bauelemente besitzt, eine mittlere fehlerfreie Betriebsdauer von 200000 Stunden (≈ 25 Jahre), so darf die Ausfallrate der Bauelemente λ nicht größer als 10^{-8}/h sein (Diagramm). Eine derart hohe, mittlere fehlerfreie Betriebsdauer ist bei Trägerfrequenzanlagen aus Gründen der Betriebssicherheit und zur Senkung der Wartungskosten notwendig.
Verwendet man Bauelemente mit derselben Ausfallrate in einer Datenverarbeitungsan-





Zusammenhang zwischen der Zuverlässigkeit von elektronischen Geräten und der Ausfallrate der Bauelemente
λ — Bauteileausfallrate
R — Rundfunktaschensuper
T — Trägerfrequenz-Kanalverstärker
F — Fernsehempfänger
S — Seekabelverstärkerkette

lage, die 100000 Bauelemente enthält, muß man sich mit einer mittleren fehlerfreien Betriebsdauer von nur 1000 Stunden ($\approx$ 1,5 Monate) begnügen. Das ist durchaus vertretbar, da derartige Anlagen schon aus anderen Gründen mit einer Selbstprüfeinrichtung versehen werden müssen [4].

Bei Rundfunkgeräten liegen die Verhältnisse günstiger. Ein Mittelwellen-Taschensuper enthält etwa 60 Bauelemente (Diagramm). Hier genügt für das gesamte Kollektiv der verwendeten Bauelemente eine mittlere Ausfallrate λ von 10^{-6}/h, um auf eine mittlere fehlerfreie Betriebsdauer von 17000 Stunden ($\approx$ 2 Jahre) zu kommen. Nehmen wir an, der Taschenempfänger enthielte acht Transistoren und zwei Dioden, so könnte für diese mit einiger Sicherheit wegen der geringen Anzahl sogar eine Ausfallrate von $5 \cdot 10^{-6}$/h zugelassen werden.

Für einen Fernsehempfänger, der rund 400 Bauelemente enthält, muß man für eine fehlerfreie Betriebszeit von 3 Jahren ($\approx$ 25000 Stunden) eine Ausfallrate der Bauelemente λ von 10^{-7}/h fordern. Nehmen wir an, das Fernsehgerät enthalte 60 Halbleiterbauelemente, so ist für diese eine mittlere Ausfallrate von $7 \cdot 10^{-7}$/h zulässig.

Nicht berücksichtigt ist bei den hier aufgeführten Beispielen, daß Rundfunk- und Fernsehgeräte etwa nur 10 ··· 20% ihrer Lebensdauer wirklich in Betrieb sind. Das ergibt einen zusätzlichen Sicherheitsfaktor von 5 ··· 10, der bei professionellen und industriellen elektronischen Geräten wegen der längeren Einschaltdauer vielfach nicht vorhanden ist.

Außerdem wäre bei diesen Überlegungen noch zu berücksichtigen, daß jedes technische Gerät infolge des allgemeinen Fortschritts der Technik veraltet.

Es wurde gezeigt, daß die Ausfallrate (d. h. eine Komponente der Qualität) der Bauelemente für elektronische Konsumgüter geringer sein darf als für industrielle Elektronikgeräte. Wenn die Senkung der Ausfallrate mit einem auch kostenmäßig ins Gewicht fallenden Mehraufwand verknüpft ist — und das ist meistens der Fall — so ist die Verwendung von professionellen Bauelementen von hoher Lebensdauer in Konsumgütern ökonomisch nicht zu vertreten. Das ist technisch bedingt und steht der Forderung, daß Konsumgüter höchster Qualität hergestellt werden sollen, nicht entgegen!

Elektronus

Literatur

[1] Dipl.-Ing. Miram, P.: Zuverlässigkeit — das Problem der Elektronik. Neue Zürcher Zeitung v. 20. 9. 1962

[2] Ausarbeitung von Begriffsbestimmungen für die Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente. NTZ 15 (1962) H. 1 S. 38—41

[3] Koschel, H., und Jäger, A.: Probleme der Zuverlässigkeit von Halbleiter-Bauteilen. Siemens und Halske AG. Technische Mitteilungen Halbleiter 1-6300-64

[4] Esprester, A.: Erfahrungen über die Betriebssicherheit von Datenverarbeitungsanlagen. NTG Fachtagung „Zuverlässigkeit" April 1963

BAUANLEITUNG

Gehäuse für Transistorkleinempfänger

Gehäusegrößen

Das Äußere selbstgebauter Transistorgeräte kommt oft gegenüber dem Aufwand für die Schaltung etwas zu kurz. Im folgenden soll daher die Herstellung von Gehäusen für kleinere Empfänger beschrieben werden.



Bild 1: Gehäuse für Audion mit 2-W-Ovallautsprecher

Batterien und Lautsprecher bestimmen wesentlich die Größe des Gehäuses. Bild 1 zeigt eine größere Ausführung, die durch einen 2-W-Ovallautsprecher gute Wiedergabe gewährt. Hier sind zwei in Reihe geschaltete 4,5-V-Flachbatterien zu empfehlen. Abstimm- und Rückkoppelknopf (mit Ausschalter kombiniert) sind von oben zu bedienen, die übrigen Teile werden rings um den Lautsprecher angeordnet. Das Gehäuse hat die Maße 90 × 110 × 165 mm, das Gewicht des Gerätes liegt bei 1500 p.

„Sternchen"-Lautsprecher und nur eine 4,5-V-Batterie ermöglichen eine Gehäusegröße von nur 45 × 90 × 130 mm (Einkreiser) bzw. bei 9 V 55 × 90 × 130 mm (MW-Super). Das Gewicht liegt bei 450 bzw. 600 p (Bild 2).

Herstellung des Gehäuses

Notwendig ist eine Biegeform aus Holz, die auch aus mehreren Brettchen zusammengesetzt sein kann. Die Maße für das kleinere Gehäuse nach Bild 2 gehen aus Bild 3a hervor.

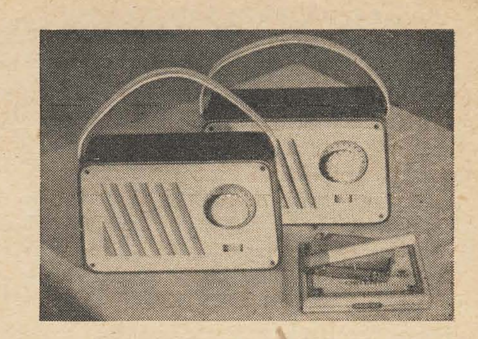


Bild 2: Gehäuse für Einkreiser (4,5 V) und Super (9 V) mit „Sternchen"-Lautsprecher LP 558

Ein Streifen PVC hart („Vinidur"), 2 mm dick, wird mit der Laubsäge auf 500 mm Länge und 45 bzw. 55 mm Breite zugeschnitten. Die Kanten glättet man mit Feile und Schmirgelpapier. Politur ist möglich mit Sidol und einem wollenen Tuch.

Mit zwei kleinen Holzschrauben wird ein Streifenende unter der Klotzmitte befestigt.

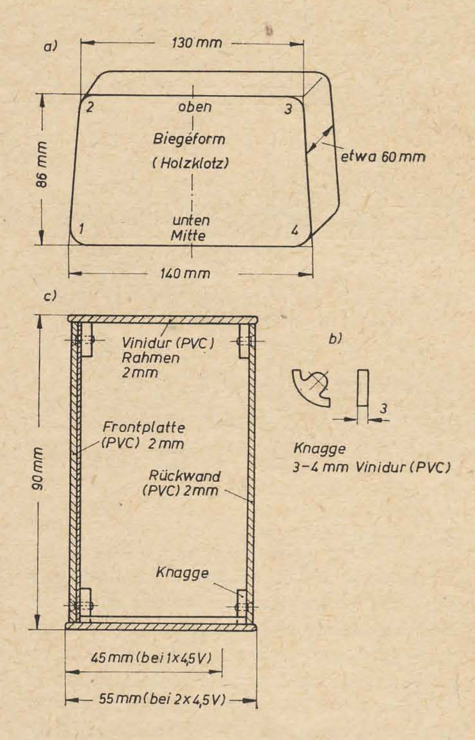


Bild 3: Einzelheiten zum Gehäuse nach Bild 2

Hierzu sind zwei Löcher von etwa 2 mm Durchmesser zu bohren. Die Biegestellen (und nur sie!) erwärmt man einzeln mit einer ganz dicht an der Fläche entlanggeführten Heißluftdusche, bis das Material hier erweicht ist und sich um den Klotz legen läßt. Dann wird sofort mit Wasser abgeschreckt. Die Dusche sollte vorn mit einer Pappdüse von 10 ··· 15 mm Öffnung geschlossen sein.

Mit Schraubzwinge oder Bindfaden wird die abgebogene Fläche am Klotz befestigt. Dann folgen nacheinander die übrigen Biegestellen. Das überstehende Ende wird abgeschnitten und auf Stoß zusammengepaßt.

Mit einem 2-mm-PVC-Stück von 50 bzw. 40 × 30 mm und vier Schrauben wird der Rahmen zunächst geheftet. Auf den Kanten

dieses Streifens liegen dann auch Front- und Rückplatte auf. Nach Kontrolle der Abstände klebt man die Streifen mit PCD 13 fest.

Die Gehäuseecken erhalten beidseitig eingeklebte Knaggen nach Bild 3b, aber noch ohne Löcher. Sie sollen so eingesetzt werden, daß später Vorder- und Rückseite um 0,5 bis 1 mm innerhalb des Gehäuserandes liegen. Von ihren Ecken aus sind die Befestigungslöcher zu den Knaggen abzubohren. Die Knaggen erhalten ein M 2-Gewinde, Vorder- und Rückseite entsprechende Senkungen.

Eine saubere Skala erhält man, wenn man diese vergrößert zeichnet, fotografiert und auf etwa 35 mm Durchmesser kopiert. Die flachen Knöpfe stellt man am besten selbst her.



Bild 5: Einzelteile des Einkreisers mit 4,5-V-Batterie

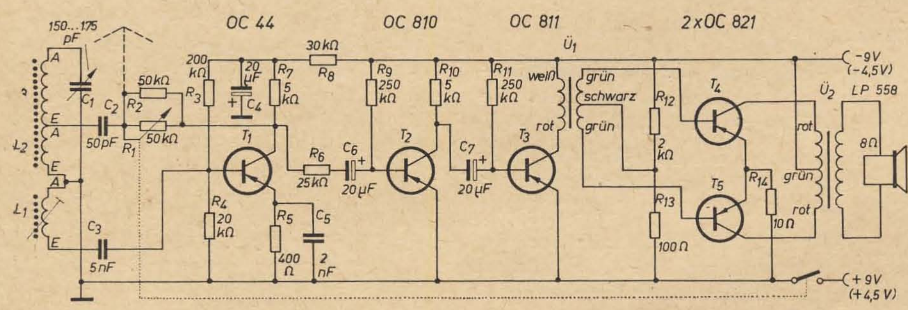
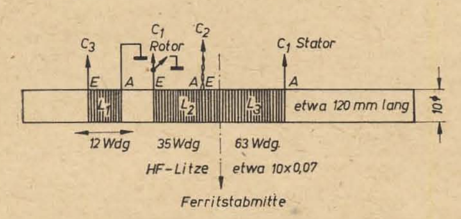


Bild 4: Schaltung des Einkreisers im Gehäuse nach den Bildern 2 und 3 ▼



Mit etwa 0,3 mm dickem PVC hart, das sich kalt biegen läßt, werden die Batterien an der Rückwand befestigt.
Für den Kunststoff-Tragebügel schlitzt man die Seiten entsprechend.

Einbau des Gerätes

Lautsprecher, Drehkondensator, Antennenstab und Rückkopplungspotentiometer mit Schalter befestigt man auf einer 1-mm-Hartpapierplatte, die zusammen mit der Vorderwand angeschraubt wird (Bild 3c). Die übrige Schaltung findet auf einer von Abstandssäulen getragenen Platte Platz. Diese Platte sollte aus 2-mm-Hartpapier bestehen.

Hinweise für den Einkreiser nach Bild 4

Günstig ist ein Drehkondensator von etwa 150 ··· 175 pF. Auf diesen sind die Wickeldaten nach Bild 4 bezogen. Die Wicklungen werden auf verschiebbaren Kunststoffhülsen angebracht und mit HF-Litze gewickelt. Die Abstimmspule sollte in der Mitte des Stabes liegen. Den günstigsten Rückkopplungseinsatz ermittelt man durch Verschieben der Koppelspule. Dieser Abgleich ist an beiden Enden der Mittelwelle zu überprüfen. Falls keine Rückkopplung zustande kommt, sind die Anschlüsse dieser Spule umzutauschen. Infolge des beschränkten Sortiments von Knopfreglern mit Schalter wurde dem 50-kΩ-Regler ein Widerstand parallel geschaltet, der ihn der Schaltung besser anpaßt. Auch für einen Einkreiser sollte man eine Gegentaktendstufe im B-Betrieb möglichst mit 9 V vorsehen. Sie ist auf die Dauer wesentlich wirtschaftlicher als eine A-Endstufe. Ihr Ruhestrom kann unter 5 mA gehalten werden (Einstellen je nach Transistoren an R_{12}!), bei Vollaussteuerung liegt der Betriebsstrom bei etwa 15 mA.
Sollte die Leistung des Gerätes nicht befriedigen, so prüfe man zunächst die Batterien. Da eine Leerlaufspannungsmessung keinen eindeutigen Aufschluß über den Zustand der Batterie gibt, ist unter Last zu kontrollieren. Dies kann sehr einfach mit einer Taschenlampenbirne von 3,5 V/0,3 A geschehen. Aus ihrer Helligkeit läßt sich recht gut auf den Gebrauchswert der Batterie schließen.
Bei längeren Betriebspausen entferne man die Batterie aus dem Gerät, damit sie bei Zersetzung kein Bauelement angreifen kann.
Die Schaltung nach Bild 4 läßt sich sowohl mit 4,5 V als auch mit 9 V betreiben. Für 4,5-V-Betrieb wird R_8 16 kΩ, R_6 ist durch eine Drossel (800 Wdg. 0,1 CuL) zu ersetzen. Auch eine entsprechende Korrektur des Endstufen-Ruhestromes ist zu empfehlen. Dazu wird die Minusleitung vor $Ü_1$ aufgetrennt. Mit einem niederohmigen mA-Meter mißt man den Ruhestrom — der unter 5 mA bleiben soll — und verändert ggf. R_{12} entsprechend. Für höhere Stromverstärkungen des Pärchens T_4/T_5 sind bei 9-V-Betrieb etwa 4,7 ··· 6,8 kΩ erforderlich. Letzter Maßstab für die Höhe des Ruhestromes ist die Verzerrungsarmut der Wiedergabe bei kleiner Aussteuerung.
Vom Stromverstärkungsfaktor von T_2 und T_3 werden auch R_9 und R_{11} bestimmt. Die Schaltung kann hierfür nur Richtwerte geben. Die Einzelteile des beschriebenen Empfängers zeigt Bild 5. Wegen ihrer beschränkten Programmauswahl, die abhängig von der Entfernung zu stärkeren Sendern ist, befriedigen Einkreiser auf die Dauer nicht.
Im gleichen Gehäuse läßt sich sinngemäß aber auch ein Super unterbringen. Dazu kann man von „Sternchen“-Teilen einschließlich der leicht veränderten Leiterplatte Gebrauch machen. Zum Bau von Transistor-Superhets findet man in radio und fernsehen genügend Anleitungen [1] bis [6].

E. König

Literatur

[1] Stoeckel, W.: ZF-Verstärker des Taschenempfängers „Sternchen“ mit OC 871. radio und fernsehen 11 (1962) H. 3 S. 88—89.
[2] Gehrke, G.: Bauanleitung für einen 8-Kreis-Koffersuper. radio und fernsehen 11 (1962) H. 24 S. 774—775
[3] Fränkel, H.: Transferri — ein Transistorempfänger mit 400 mW Ausgangsleistung. radio und fernsehen 11 (1962) H. 24 S. 776—780
[4] Blodszun, A.: Transistorkofferempfänger „Spatz-baby“. radio und fernsehen 11 (1962) H. 23 S. 727—728
[5] Lochschmidt, R.: Transistoren-Koffergerät „stern 2“. radio und fernsehen 10 (1961) H. 5 S. 142—143
[6] Radtke, H.: Bauanleitung für einen Transistorempfänger. radio und fernsehen 12 (1963) H. 6 S. 189—190

J. LUDWIG, M. GABRIEL und P. SCHÜTZE

Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungstransistoren OC 920 bis OC 923

Die im Institut für Halbleitertechnik, Teltow, entwickelten Si-Legierungstransistoren weisen Eigenschaften auf, die für Schaltzwecke und auch für spezielle NF-Verstärkerzwecke im Bereich höherer Umgebungstemperaturen besonders geeignet sind. So sind die Eigenschaften als Schalter im Gebiet kleiner Ströme und Spannungen für den Einsatz als Meßzerhacker im Gleichspannungsvoltmeter mit denen von Germaniumtransistoren vergleichbar. Während infolge gewisser Materialkonstanten das Minimum der Restspannung als Funktion von I_B bei $I_C = 0$ wesentlich höher und auch die Temperaturkompensation nicht ganz so günstig ist, ergeben sich für den Sperrstrom, der wesentlich den Driftfehler eines Gleichspannungsvoltmeters bestimmt, die für Si-Bauelemente typischen kleinen Werte. Da hierbei die Basis-Emitter-Strecke gesperrt wird, stellt sich der unterhalb des Wertes von I_{CBO} liegende Sperrstrom I_{CEV} ein. Aus verschiedenen Gründen ist eine Abhängigkeit der Sperrströme von der Sperrspannung vorhanden, jedoch kann diese meist vernachlässigt werden, was zum Ersatzschaltbild eines Generators mit sehr hohem Innenwiderstand führt. Die Temperaturabhängigkeit der Restströme liegt in derselben Größenordnung wie bei Germaniumtransistoren. Die Streuung ist allerdings etwas größer.

Da die Restspannung und der Sperrstrom eines unsymmetrischen Legierungstransistors im inversen Betrieb kleiner sind als im normalen Betrieb, werden Transistoren im Schaltbetrieb bei kleinen Pegeln vorwiegend invers betrieben.

Zur Charakterisierung des Schaltverhaltens bei größeren Strömen dienen die Angaben über die Restspannung, Gleichstromverstärkung B in der Nähe der Restspannung sowie die Schaltzeiten bzw. Schaltzeitkonstanten. Die Temperaturabhängigkeit dieser Werte ist größtenteils aus den Diagrammen ersichtlich. Die Schaltzeiten bzw. Schaltzeitkonstanten gelten nur für die angegebenen Aussteuerungsgrenzen. Wird der Scheitelwert des Stromes verringert, so verschlechtern sich im allgemeinen die Zeiten etwas, da die bei abnehmendem Strom zunehmende Stromverstärkung mit einer Reduzierung der Grenzfrequenz in Emitterschaltung einhergeht. Aus dem Absolutwert der Gleichstromverstärkung bei größeren Strömen ergibt sich die Forderung, den Transistor normal zu betreiben, da bei inversem Betrieb eine Aussteuerung nicht mehr möglich ist.

Zur Kennzeichnung der Spannungsfestigkeit werden die maximal zulässigen Kollektor-Emitter-Spannungen bei offenem Basis-Anschluß angegeben. Sofern kein Punch-through-Effekt auftritt, bei dem eine derartige Aufweitung der Kollektor- oder Emittersperrschicht auf Kosten der Basiszone auftritt, daß die Majoritätsträger direkt zwischen Kollektor und Emitter fließen können, unterscheiden sich im Gegensatz zu Ge-Transistoren die Sperrspannungen $U_{CE\,max}$ und $U_{CB\,max}$ nur wenig voneinander. Ferner ist der Einfluß eines äußeren Widerstandes zwischen Basis- und Emitteranschluß sehr gering. Das gleiche Verhalten drückt sich in den Absolutwerten der Sperrströme (Restströme) aus. I_{CBO}, I_{CEO} und I_{CES} liegen bei Zimmertemperatur dicht zusammen.

Eine Verbesserung der hier angegebenen Daten durch Erhöhung der Emitterbasis-Sperrspannung auf 10 V, durch Schaffung eines neuen Typs mit höherer Stromverstärkung sowie eines Typs, der bei einer Betriebsspannung von 6 V eine hohe Stromverstärkung (etwa 40 ··· 150) und eine hohe Grenzfrequenz (etwa 4 ··· 12 MHz) mit einem günstigen Rauschmaß (ungefähr 4 ··· 10 dB) verbindet, wird zu gegebener Zeit bekanntgegeben werden.

Abmessungen

Bauform B 1 nach TGL 11811 (entspr. TO 5). Anschlüsse isoliert. Masse etwa 1 g.

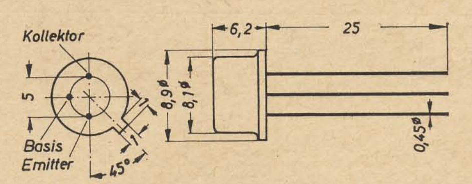


Bild 1: Abmessungen

Kurzzeichen und Erläuterungen

ϑ_a	Umgebungstemperatur
$\vartheta_{j\,max}$	maximal zulässige Sperrschichttemperatur
$\vartheta_{s\,max}$	maximal zulässige Lagerungstemperatur
$-U_{CE\,Sat}$	Kollektorsättigungsspannung für $-I_B$ = konst. (wie für $-I_C = 55$ mA, $-U_{CE} = 1$ V)
f_α	Grenzfrequenz in Basisschaltung
$r_{bb'}$	Basisbahnwiderstand (gemessen bei Kollektoreinspeisung)
C_C	Kollektorkapazität
τ_r	Anstiegszeitkonstante für Stromsteuerung in Emitterschaltung
τ_s	Speicherzeitkonstante für Stromsteuerung in Emitterschaltung
F	Rauschmaß, gemessen bei $\Delta f = \pm 0{,}5$ kHz und Rg $= 600\,\Omega$
t_r	Anstiegszeit; Bezugswerte der relativen Impulshöhe: 0,1 und 0,9
t_s	Speicherzeit; Bezugswerte der relativen Impulshöhe: 1 und 0,9

Weitere Kurzzeichen siehe TGL 200—8200
Weitere Begriffe siehe TGL 200—8161, Dez. 1963

Prüfungen

A = Abnahmeprüfungswerte
T = Typprüfungswerte
I = Informativ angegebene Werte

OC 920 Si-pnp-Legierungstransistor mit kleiner Sperrspannung

Grenzwerte

$-U_{CE\,max}$	$= 10$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$U_{BE\,max}$	$= 6$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$-I_{C\,max}$	$= 50$ mA	
$P_{V\,max}$	$= 250$ mW	bei $\vartheta_a = 45$ °C
$\vartheta_{j\,max}$	$= 150$ °C	
$\vartheta_{s\,max}$	$= -40 \cdots +120$ °C	

Statische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte			Prüfung
					$-U_{CE}$ in V	I_E in mA	$-I_C$ in mA	
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			10			A
$-I_B$	in µA	150	85	40	6		1	T
$-I_B$	in mA	18	9,5	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	650	590	350	6		1	T
$-U_{BE}$	in V	1,5	1,1	0,90	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-I_{CE\,Sat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte				Prüfung
				Meßfrequenz in kHz	$-U_{CB}$ in V	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	
f_α in MHz	8	2,3	0,8		6		1	T
h_{21e}	30	15	8	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	1	0,5	0,2	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	1,8	1,0	1		6	1	T
h_{22e} in µS	100	32	10	1		6	1	T
$r_{bb'}$ in Ω	60	41	25	5000		6	1	I
C_C in pF	60	32	20	5000		6	1	I
C_C in pF	200	107	75	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,3	0,8	0,6			$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,2	1,6	1,1			$U_{CE\,Sat}$	50	I
F in dB	15	6		1,2		1	0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$I_{C\,schalt.}$ / $B \cdot I_B$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	2,7	1,8	1,3	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	0,9	0,6	0,4	3	$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,5	1,7	1,3	3	$U_{CE\,Sat}$	50	I

OC 921 Si-pnp-Legierungstransistor mit mittlerer Sperrspannung

Grenzwerte

$-U_{CE\,max}$	$= 33$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$U_{BE\,max}$	$= 6$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$-I_{C\,max}$	$= 50$ mA	
$P_{V\,max}$	$= 250$ mW	bei $\vartheta_a = 45$ °C
$\vartheta_{j\,max}$	$= 150$ °C	
$\vartheta_{s\,max}$	$= -40 \cdots +120$ °C	

Statische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte			Prüfung
					$-U_{CE}$ in V	I_E in mA	$-I_C$ in mA	
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			33			A
$-I_B$	in µA	150	81	40	6		1	T
$-I_B$	in mA	18	9,1	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	650	590	550	6		1	T
$-U_{BE}$	in V	1,5	1,15	0,9	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CE\,Sat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte				Prüfung
				Meßfrequenz in kHz	$-U_{CB}$ in V	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	
f_α in MHz	7	1,91	0,60		6		1	T
h_{21e}	25	14,2	8	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	0,90	0,46	0,20	1		6	1	T
h_{12e} $1 \cdot 10^{-4}$	6	2	1,0	1		6	1	T
h_{22e} in µS	50	28	10	1		6	1	T
$r_{bb'}$ in Ω	70	42	35	5000		6	1	I
C_C in pF	70	29	20	5000		6	1	I
C_C in pF	200	110	75	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,3	0,82	0,45			$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,1	1,6	0,8			$U_{CE\,Sat}$	50	I
F in dB	15	6		1,2		1	0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$I_{C\,schalt}$ / $B \cdot I_B$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	3,0	1,7	1,1	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	1,0	0.6	0,3	3	$6 \cdots U_{CE\,Sat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,5	1,7	0,9	3	$U_{CE\,Sat}$	50	I

OC 922 Si-pnp-Legierungstransistor mit höherer Sperrspannung für NF-Schaltungen mittlerer Leistung und für mittelschnellen Schaltbetrieb

Grenzwerte

$-U_{CE\,max}$	$= 66$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$U_{BE\,max}$	$= 6$ V	bei $\vartheta_a = 25$ °C
$-I_{C\,max}$	$= 50$ mA	
$P_{V\,max}$	$= 250$ mW	bei $\vartheta_a = 45$ °C
$\vartheta_{j\,max}$	$= 150$ °C	
ϑ_s	$= -40 \cdots +120$ °C	

Statische Werte ($\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte			Prüfung
					$-U_{CE}$ in V	I_E in mA	$-I_C$ in mA	
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			66			A
$-I_B$	in µA	150	100	50	6		1	T
$-I_B$	in mA	25	13,5	5	1,0		50	T
$-U_{BE}$	in mV	650	580	550	6		1	T
$-U_{BE}$	in V	1,5	1,10	0,90	1,0		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CE\,Sat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Wird fortgesetzt

Der Mischvorverstärker „Tonmixer“ am Heimbandgerät BG 20-6

Ing. KARL STIEHL

Der Mischvorverstärker „Tonmixer“ aus dem VEB Fernmeldewerk Arnstadt besitzt drei miteinander mischbare Modulationseingänge. Das Gerät ist zur Anschaltung an ein Tonbandgerät gedacht, obwohl auch der Betrieb am Rundfunkgerät möglich ist. Obwohl die gewählte Schaltung recht einfach ist, sind beim Misch- und Regelvorgang Beeinflussungen der Kanäle gegeneinander nur meßtechnisch nachweisbar und gehörmäßig nicht festzustellen.

Eine längere Erprobung in Verbindung mit dem Heimbandgerät BG 20-6 und einem Entwicklungsmuster eines Rundfunkgerätes mit sehr gutem NF-Verstärker ließ jedoch erkennen, daß im Tonmixer noch einige Möglichkeiten verborgen sind, die in seiner jetzigen Ausführung durchaus korrigiert werden können.

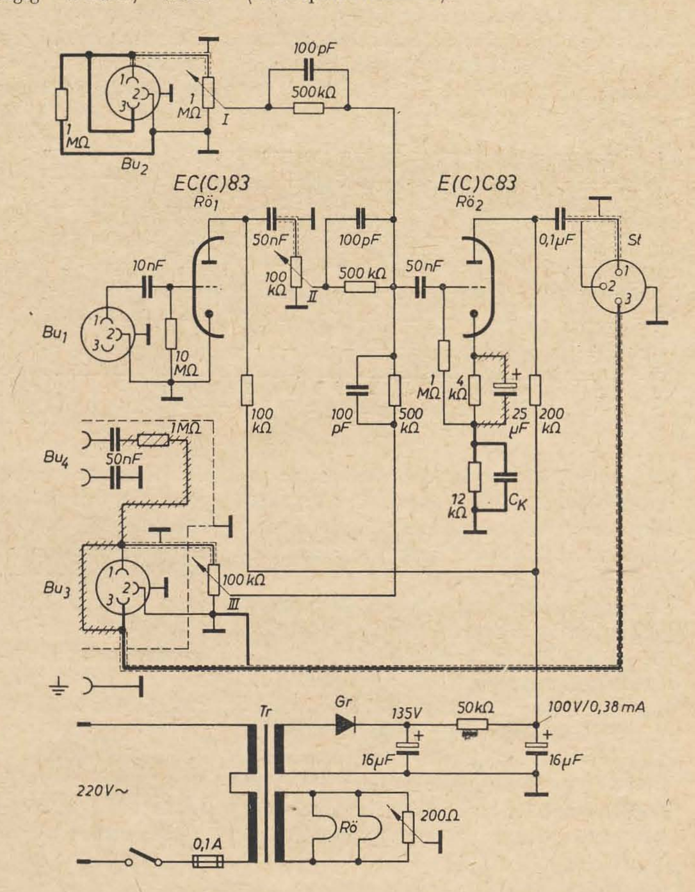
Aus dem Stromlaufplan ist ersichtlich, daß zur Wiedergabe bespielter Tonbänder durch ein Rundfunkgerät der Stecker St aus dem Tonbandanschluß des Rundfunkgerätes entfernt und dafür das Überspielkabel des Tonbandgerätes eingeführt werden muß. Sieht man jedoch Bu_3 des „Tonmixers“ zur Verbindung des BG 20-6 mit dem Tonbandanschluß des Rundfunkgerätes vor, dann besteht die Möglichkeit, den unbelegten Kontakt 3 des Steckers St über ein zusätzliches Diodenkabel mit dem Kontakt 3 von Bu_3 zu verbinden. Bei dieser Schaltungsergänzung, im Stromlaufplan stark gezeichnet, ist natürlich die im „Tonmixer“ vorhandene Verbindungsbrücke an Bu_3, zwischen den Kontakten 1 und 3, zu entfernen. Durch die Änderung ist nunmehr die Tonbandwiedergabe ohne Kabelwechsel möglich, wenn das Kabel vom Rundfunkgerät in Bu_3 des „Tonmixer“ und dessen Stecker St in Bu_2 des Heimbandgerätes eingeführt ist. Bei Tonbandwiedergabe braucht der Netzschalter des „Tonmixer“ nicht eingeschaltet zu werden.

Es empfiehlt sich, bei dieser Änderung gleichzeitig die Verbindung des 1-MΩ-Widerstandes von Bu_4 zum Kontakt 1 der Bu_3 zu entfernen, was sich vorteilhaft auf die Eingangskapazität und den Fremdspannungsabstand auswirkt. Bu_4 wird sowieso kaum benötigt.

Bu_2 ist gut zum Anschluß von Plattenspielern geeignet. Um auch Stereoplatten monofon überspielen zu können, ist zwischen die Kontakte 1 und 3 eine Verbindung zu legen. Bei der Anschaltung eines Stereo-Kristalltonabnehmers an Bu_2 zeigt es sich, daß beim Abspiel von Monoplatten die Wiedergabequalität steigt, wenn beide Stereosysteme parallel am NF-Verstärkereingang liegen. Von der Kontaktbrücke 1 und 3 wurde ein 1-MΩ-Widerstand gegen Masse geschaltet, um den Klangeindruck beim Plattenabspiel dem der anderen Tonspannungsquellen anzugleichen. Die Parallelschaltung des 1-MΩ-Widerstandes vermindert die starke Baßwiedergabe im Fonokanal.

Der Modulationsausgangspegel wird vom Hersteller mit 500 mV angegeben. Er ist tatsächlich auch so groß, so daß beim Anschluß des Gerätes an Bu_2 des BG 20-6 entweder die Mischregler des „Tonmixer“ oder der Eingangsregler des Heimbandgerätes nahezu in Ausblendstellung stehen, was bei den relativ hochohmigen Reglern zwangsläufig zu Höhenverlusten führt. Weiterhin besteht die Notwendigkeit, zur Verbesserung des Frequenzganges eine Korrektur vorzunehmen, um die Modulationsqualität von den Diodenausgängen des Rundfunkgerätes, des Plattenspielers und des Bandgerätes ohne Verluste zu übertragen. Aus diesem Grunde und zur Verstärkungsabsenkung wird im Katodenzweig von $Rö_2$ eine Stromgegenkopplung eingeführt. Der vorhandene 25-μF-Elko in der Katodenleitung wird entfernt; die Masseverbindung des Katodenwiderstandes 4 kΩ und des Gitterableitwiderstandes 1 MΩ erfolgt über einen zusätzlichen Widerstand 12 kΩ. Diese Gegenkopplung kann zur Höhenanhebung frequenzabhängig werden, wenn für den Eingangsregler des Heimbandgerätes zu, der dann als Summenregler anzusehen ist. Dabei ist anzustreben, daß die Mischregler möglichst weit geöffnet werden, damit sich ein gutes Abstandsverhältnis der Modulation zur Fremdspannung des Mischverstärkers ergibt. Ist der Tonspannungspegel so hoch, daß bei Bandaufnahmen der Eingangsregler des BG 20-6 bei 6 Skalenteilen steht, dann liegt die Fremdspannung des „Tonmixer“ mit Sicherheit unter der Fremdspannung des Heimbandgerätes.

Durch eine Öffnung der Bodenplatte des „Tonmixer“ ist der 200-Ω-Entbrummerregler zugänglich, dessen Einstellung wichtig ist, aber wegen seines kleinen Drehbereiches ein sehr scharf ausgeprägtes Brumminimum aufweist. Die Einstellung wird erleichtert, wenn dieser Regler gegen einen solchen mit großem Drehbereich ausgetauscht wird (Drahtpotentiometer).



Geänderte Schaltung des „Tonmixer“

parallel zum 12-kΩ-Widerstand eine Kapazität C_K geschaltet wird. An dieser Stelle besteht damit die Möglichkeit, Verluste an hohen Frequenzen, die in der Gesamtanlage („Tonmixer“, Heimbandgerät und Rundfunkempfänger) entstehen, kompensieren zu können.

Richtwerte für C_K:

bei 1,5 nF erfolgt die Höhenanhebung oberhalb von 8750 Hz.

Die Gegenkopplung führt dazu, daß beim Anschluß an das BG 20-6 und Maximalaussteuerung alle Regler auf etwa 80% des möglichen Drehbereiches stehen. Das trifft auch

Die Eigenschaften der Röhre ECC 83 gehen sehr auf den erreichbaren Störabstand ein, notfalls ist die Röhre aus mehreren Exemplaren auszusuchen. Es ist auch vorteilhaft, den Alu-Abschirmzylinder gegen einen aus Weicheisen auszutauschen.

Bei der Zusammenschaltung mit allen beschriebenen Geräten tritt natürlich das Problem der zweckmäßigen Erdung auf. Diese ist grundsätzlich an den Erdbuchsen des Rundfunkgerätes, des Heimbandgerätes oder an der des „Tonmixer“ möglich. Da eine indirekte Kontrolle über Band, d. h. aus der Beurteilung

Fortsetzung auf Seite 160

Aus der Reparaturpraxis

Wartung und Reparatur an Heimbandgeräten (7)

Gleichlaufmessungen

Im TGL-Entwurf „Heimbandgeräte, Technische Daten" sind für Gleichlaufmessungen und Gleichlaufmeßeinrichtungen genaue Bestimmungen niedergelegt. Die für die einzelnen Geräteklassen angegebene zulässige Frequenzmodulation ist gehörwertrichtig bewertet als halber Wert Spitze-Spitze im Bereich 0,2 ··· 200 Hz zu messen. Das Dämpfungsmaß des Bewertungsfilters zeigt Bild 12. Die geringste Dämpfung bei 4 Hz stimmt mit der größten Ohrenempfindlichkeit für Tonhöhenschwankungen überein.

Bei der Gleichlaufmessung mit den in Gebrauch befindlichen Verzerrungsmeßplätzen MM 5, Hersteller Clamann & Grahnert, wird die Frequenzmodulation jedoch unbewertet zur Anzeige gebracht. Dies hat zur Folge, daß die Meßwerte höher liegen als bei der vorgeschriebenen Bewertung mit Filter. In der Praxis ergibt sich eine angenähert doppelt so hohe Anzeige als bei mit Filter bewerteter Messung.

Bild 12: Dämpfungsmaß des Bewertungsfilters für FM-Messungen

Der in der DDR für Gleichlaufmessungen gefertigte Meßplatz MM 5 liegt in den Anschaffungskosten weit über dem für Kundendienstwerkstätten tragbaren Maß. Um ohne Verzerrungsmeßplatz wenigstens orientierende Messungen mit ausreichender Genauigkeit vornehmen zu können, ist nachstehend eine FM-Meßanordnung beschrieben, die leicht nachzubauen ist. Die Schaltung zeigt Bild 13. Das erste System der Röhre ECC 81 verstärkt die Wiedergabespannung einer mit dem zu prüfenden Heimbandgerät aufgenommenen 5-kHz-Aufzeichnung. Durch die antiparallel geschalteten Dioden wird die Amplitude der Wiedergabespannung begrenzt, damit die bei Magnetbandspeicherung unvermeidliche Amplitudenmodulation das Meßergebnis nicht beeinflußt. Für den Abgleich der Begrenzung ist eine Sinusspannung von 0,5 V an den Eingang der Meßschaltung anzulegen und mit dem Einstellregler R_1 die Vorspannung der Diode D_1 so einzustellen, daß die Rechteckspannung 1 V beträgt. Nach weiterer Verstärkung der begrenzten Wiedergabespannung durch das zweite System der ECC 81 wandelt die Flanke des Resonanzkreises L_1/C_1 das durch Gleichlaufschwankungen frequenzmodulierte Signal in ein amplitudenmoduliertes um. Die nunmehr amplitudenmodulierte Meßspannung wird gleichgerichtet und die Modulationsfrequenz über den Kondensator C_2 ausgekoppelt. Sie kann mit einem Serviceoszillografen oder einem Röhrenvoltmeter zur Anzeige gebracht werden.

Ausschlaggebend für die Eichung und die Meßgenauigkeit ist eine im Arbeitsbereich genügend gerade Flanke der Resonanzkurve. Es ist daher beim Nachbau unbedingt nötig, die Resonanzkurve punktweise mit Tongenerator und Röhrenvoltmeter in der geschalteten FM-Meßanordnung aufzunehmen, um die Spannungsänderung in Abhängigkeit von der Frequenz zu bestimmen. Die Resonanzkurve bei Verwendung der angegebenen Bauelemente ist im Bild 14 aufgetragen. Aus der Flankensteilheit ergibt sich je Prozent Frequenzabweichung, bezogen auf die Meßfrequenz 5 kHz, eine Spannungsänderung von $\Delta U = 1{,}2$ V. Der lineare Bereich der Flanke überstreicht die Frequenzen von 4,9 bis 5,1 kHz, so daß kurzzeitige Geschwindigkeitsänderungen von ± 2% unverzerrt gemessen werden können.

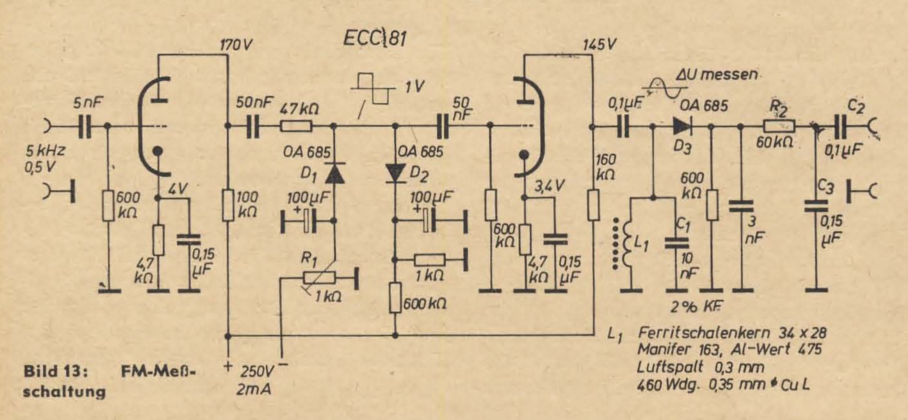


Bild 13: FM-Meßschaltung

Bei Abschluß des Auskoppelkondensators mit ≧ 1 MΩ, z. B. Röhrenvoltmeter, Oszillograf und durch das Siebglied R_2/C_3 wird der Frequenzgang der Modulationsfrequenz so beschnitten, daß eine gehörwertrichtige Anzeige zustandekommt, die der vorgeschriebenen Dämpfungskurve etwa gleicht. Die Eingangsspannung der FM-Meßanordnung kann im Bereich von 0,2 ··· 1,5 V liegen. Dies entspricht der Ausgangsspannung üblicher Heimbandgeräte.

Soll nunmehr die Frequenzmodulation eines Heimbandgerätes mit einem Oszillografen

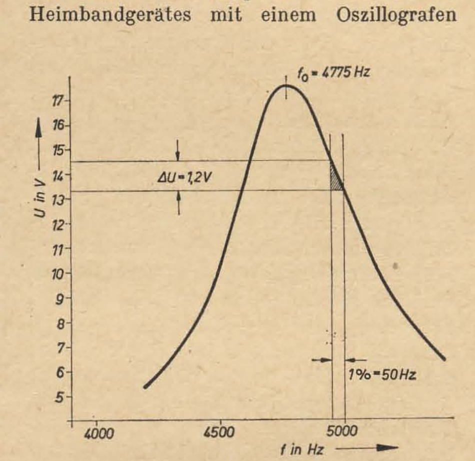


Bild 14: Resonanzkurve der Schwingkreise

gemessen werden, so ist dieser vorher mit einer sinusförmigen Spannung zu eichen, indem der mit Röhrenvoltmeter gemessene Effektivwert der Eichspannung mit dem Faktor 2,83 multipliziert wird, damit die auf dem Schirmbild sichtbare Amplitude der Modulationsfrequenz als Wert Spitze-Spitze abgelesen werden kann. Bei einem Heimbandgerät ist der Wert Spitze-Spitze der Anzeige beispielsweise $U_{ss} = 1{,}1$ V.

Die Frequenzmodulation ergibt sich unter Zugrundelegung des beschriebenen Resonanzkreises, $\Delta U = 1{,}2$ V, aus

$$\pm \Delta f\,[\%] = \frac{U_{ss}}{\Delta U} \cdot 0{,}354$$

mit ± 0,32%. Steht nur ein Röhrenvoltmeter zur Verfügung, so beträgt die Anzeige (hierbei wird eine sinusförmige Frequenzmodulation betrachtet) für das angenommene Beispiel $U_{eff} = 0{,}39$ V. Dann errechnet sich die Frequenzmodulation nach

$$\pm \Delta f\,[\%] = \frac{U_{eff}}{\Delta U}$$

ebenfalls mit ± 0,32%. Für ΔU ist die Spannungsänderung je Prozent Frequenzänderung des verwendeten Schwingkreises einzusetzen.

In der Praxis hat es sich als zweckmäßig erwiesen, Röhrenvoltmeter und Oszillografen anzuschließen. Während am Röhrenvoltmeter der Meßwert abgelesen werden kann, ist es mit Hilfe des Oszillografen möglich, durch Variieren der Kippfrequenz die störende Modulationsfrequenz zu ermitteln und zu beobachten.

Die mit dieser Gleichlaufmeßeinrichtung festgestellten Werte entsprechen im Prinzip dem nach TGL-Entwurf festgelegten Meßverfahren und sind in ihrer Genauigkeit für die Erfordernisse der Kundendienstwerkstatt mehr als ausreichend.

Wird fortgesetzt

Servicehinweise für Fernsehgeräte „Start“

Stark verrauscht

Diesen Fehler können verschiedene Defekte verursachen. In einigen Fällen war der Fehler auf Defekte in der Regelspannung zurückzuführen.

1. Regelspannung im ZF-Verstärker Null als Folge des durchgeschlagenen Einlötscheibenkondensators C_{123}. Der Grund des Durchschlagens konnte nicht ermittelt werden.
2. Regelspannung an der Eingangsstufe zu hoch. Zur Abhilfe wurde R_{133} von 500 kΩ auf 800 kΩ geändert (Bild 1).

Bild synchronisiert nicht

Bei diesem Fehler wurde zuerst die Ursache im Amplitudensieb oder in dem Vertikalkippteil vermutet. Es war jedoch alles in Ordnung. Bei genauem Betrachten des Bildes stellte sich heraus, daß es leicht verschliffen war. Dies ließ den Schluß zu, daß auch die Videostufe in Frage kommt. Ursache war die Demodulatordiode Di_{101}, deren Sperrwiderstand sich geändert hatte.

Weißer Balken läuft über das Bild

Bei einigen „Start“ lief ein weißer Balken von oben nach unten über das Bild. Diese Erscheinung war ähnlich wie sie bei Verwendung eines Spannungskonstanthalters „Volto“ auftritt. Die Ursache war der Doppelelko C_1/C_6. Die Einzelkondensatoren hatten Schluß gegeneinander, so daß dadurch die Netzdrossel Dr_2 sowie der Siebwiderstand R_9 kurzgeschlossen waren.

Brummen im Bild

Wie es sich herausgestellt hat, war die Brummerscheinung, untere Hälfte des Bildes aufgehellt oder auch abgedunkelt, auf teilweise schlechte Kontaktgabe der Siebelkos zurückzuführen. Deshalb werden zur Verbesserung des Massekontaktes Federringe beigelegt.

Bild und Ton fehlen

Einige TV-Geräte vom Typ „Start“ wurden mit der Beanstandung angeliefert, Bild und Ton fehlt. Die Gittervorspannung war sowohl in den ZF-Stufen als auch der Vorstufe zu hoch. Der Fehler mußte also in der Taststufe liegen. Nach Vollaufdrehen des Grobreglers R_{125} erschien ein schwaches, verrauschtes Bild sowie ein leicht verrauschter Ton. Durch Nachmessen wurde festgestellt, daß der Spannungsteilerwiderstand R_{131}, 50 kΩ, an der Katode der Taströhre unterbrochen war. Soll im Zweifelsfalle ein solcher Widerstand mit dem Ohmmeter nachgemessen werden, so muß er einseitig abgelötet werden (Bild 1).

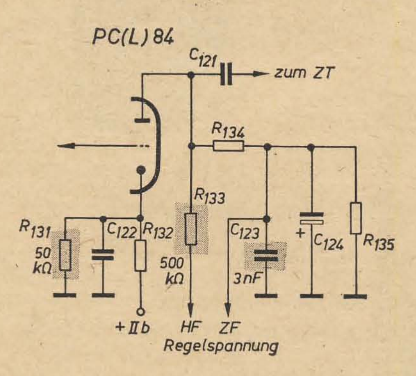


Bild 1: Teilschaltung Regelspannungsgewinnung

Bildamplitude schrumpft

Dieser Fehler kann entweder durch Ändern des Anodenwiderstandes der Vertikalgeneratorröhre R_{511} von 1 MΩ in 800 kΩ oder bei fehlerhaften R_{523} (Herwid S) durch Auswechseln desselben beseitigt werden (Bild 2).

Balken bei Verwendung des Spannungskonstanthalters „Konstanze“

Auch bei Verwendung des zum Betrieb von „Start“ empfohlenen Spannungskonstanthalters „Konstanze“ sind in einigen Fällen weiße bzw. schwarze Balken im Bild aufgetreten. Diese Balken lassen sich mit dem Bildfrequenzregler synchronisieren. Nach Auswechseln der Vertikalendröhre PL 84 war dieser Fehler beseitigt. Die Ursache war wahrscheinlich darin zu suchen, daß der im Spannungskonstanthalter verformte Sinus vom Heizfaden dieser Röhre auf die Katode induziert wurde.

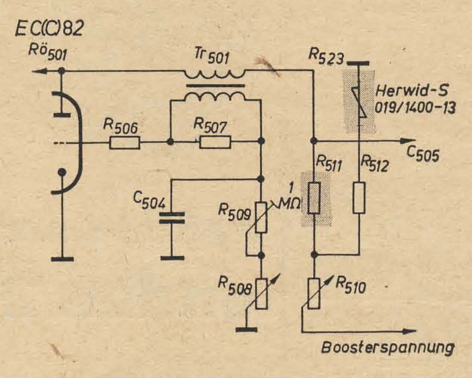


Bild 2: Teilschaltbild Vertikalgenerator

Streifenbildung am linken Bildrand

Diese Streifen- oder Gardinenbildung beim „Start“ wird beseitigt durch zusätzlichen Einbau eines Widerstandes 1,8 kΩ, 2 W, in Reihe mit C_{604} und Parallelschaltung eines Kondensators von 250 pF zur Linearitätsspule Sp_{603}. Vorher muß allerdings festgestellt werden, daß dieser Fehler nicht durch Ausfall der Germaniumdiode Di_{601} verursacht wird.

Aus Rafena-Informationen

Fehlerhafte Vertikalablenkung beim TV-Gerät „Lotos“

Bei einem TV-Gerät „Lotos“ waren die Zeilen in vertikaler Richtung so weit auseinandergezogen, daß ihre Abstände voneinander 2 ··· 3 mm betrugen. Beim Ziehen der PCL 82 änderte sich die Vertikalablenkung nicht. Der Fehler wurde dadurch verursacht, daß der Heißleiter Th_1 an der Kappe von R_{521} anlag. Dadurch kam eine starke Wechselspannung auf den Bildausgangstrafo, durch die die übergroße Ablenkung verursacht wurde.

F. O.

Servicehinweise „Record“

Nachleuchtpunkt

Bei einer Reihe von „Record“-Geräten wurde in letzter Zeit die fehlende Leuchtpunktunterdrückung beanstandet. C_{149} (8 μF) war in jedem Falle in Ordnung. Die Ursache war eine viel zu hohe Schirmgitterspannung der Bildröhre. Dies war die Folge einer Unterbrechung des R_{650} (2 MΩ). Bei „Start“ tritt der gleiche Fehler oft durch den defekten R_{602} (1,5 MΩ) auf.

Keine Zeilensynchronisierung

Dieser Fehler ist vereinzelt beim „Record“ aufgetreten. Ein Nachmessen der Phasenvergleichsspannungen an den Meßpunkten MT und MU ergab, daß an MT keine Spannung vorhanden war. Mit einem Gleichspannungsmeßinstrument ($R_i = 20$ kΩ) wird im Normalfall an den Meßpunkten ± 10 ··· 15 V gemessen. Eine Überprüfung der Kondensatoren C_{410}, C_{411}, der Widerstände R_{608}, R_{609} sowie des Impulstrafos ergab, daß diese Teile in Ordnung waren.

Als Fehlerursache wurde schließlich R_{610} (12,5 kΩ) ermittelt. Dies war deshalb etwas überraschend, weil am Meßpunkt MU die normale Spannung vorhanden war.

Aus Rafena-Informationen

Ein „Derby“-Fehler, der nur bei der TV-Truhe „Carmen“ auftritt

Die typischen Merkmale dieses Fehlers sind:

1. Das Bild buchtet ein oder zerreißt in horizontaler Richtung; diese Vorgänge geschehen sehr schnell und ruckartig.
2. Es kommt vor, daß das Bild 3 cm nach links oder rechts springt oder daß plötzlich die schrägen Linien auftauchen, die darauf hinweisen, daß die „Zeile“ nicht mehr synchronisiert.
3. Der Fehler tritt sehr unregelmäßig auf (oft erst wieder nach Tagen).

Es ist klar, daß es sich hierbei um eine Verstimmung der Zeilenfrequenz handelt. In Betracht kommen fast alle Bauelemente des Zeilenoszillators einschließlich des Zeilenreglers. Die Ursache liegt an einem Pertinaxbrettchen an der Frontseite des Chassis, an dem die Kabel vom Zeilen- und Bildfrequenzregler abgefangen werden. Die untere der drei Lötösen hatte Feinschluß mit Masse.

Gerhard Ahrendts

Tonverzerrung beim Heimbandgerät BG-23

Bekanntlich ergeben sich bei obigem Typ zuweilen Laufschwankungen, die, offenbar durch das verhältnismäßig geringe Gewicht der Schwungmasse, nur durch exakte Einstellung des Bandzuges (Kupplungen, Tonrolle usw.) in Grenzen gehalten werden können.

Allerdings kommt es immer wieder vor, daß sich gewisse Geräte trotz aller möglichen Laufraparaturen nicht zu normalem Betrieb entschließen können.

Schon öfter mußte nun festgestellt werden, daß die Peesen durch unterschiedliche Stärke auch den gesamten Lauf unterschiedlich gestalteten.

Nach Erneuerung derselben waren Aufnahme und Wiedergabe wieder recht ordentlich.

Roland Thalwitzer

Fortsetzung von Seite 157

von Bandaufnahmen exakt auf den Fremdspannungsabstand zu schließen, sehr schwierig ist, empfiehlt es sich, die Zusammenschaltung nach folgender Reihenfolge vorzunehmen.

1. Rundfunkgerät auf Tonabnehmer schalten, Lautstärkeregelung vollaufdrehen, Netzsteckerpolung erfolgt nach kleinstem Störgeräusch.
2. Überspielkabel des BG 20-6 in Bu_2 des „Tonmixer" führen, Lautstärkeregler voll aufdrehen, Modulationskabel in TA-Buchse des Empfängers führen, Netzsteckerpolung erfolgt nach kleinstem Störgeräusch.
3. Heimbandgerät auf Wiedergabe schalten, Regler geschlossen, Netzsteckerpolung nach kleinstem Störgeräusch.
4. Wahlweises Anschalten der Erde an die drei beschriebenen Punkte. Sie verbleibt nach kleinstem Störgeräusch.
5. Betriebszustand herstellen. Diodenausgang Rundfunkgerät an Bu_3 des „Tonmixer", Ausgang desselben an Bu_2 des Heimbandgerätes. Trotz sorgfältiger Erdung können bei der Bandaufnahme durch störverseuchte Netze über den Schukoanschluß des Heimbandgerätes Störungen in die Gesamtanlage verschleppt werden. In diesem Fall ist es günstiger, die Erdung am Heimbandgerät vorzunehmen.
   Die Betriebszustandskontrolle des „Tonmixer" kann dadurch erfolgen, daß eine Glimmlampe eingebaut wird, die parallel zum Primäranschluß des Netztrafos zu schalten ist.

Die wenigen Eingriffe in das Gerät sind eine lohnende Arbeit. Die Tonbandaufnahmen stehen in ihrer Qualität den direkten Aufnahmen von der Diodenbuchse des Rundfunkgerätes nicht nach. Wegen der Kompensationsmöglichkeit mittels C_K im Gegenkopplungszweig können sie diese noch übertreffen.

Aus der Reparaturpraxis

Übersicht über die bisher veröffentlichten Reparaturhinweise von 1959 bis 1963 (Teil 1)

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
TV-Empfänger		
Leningrad	Ersatz der P 50 durch EL 36	1 (1963) 27
Rembrandt	Ersatz der 1 Z 1 durch DY 86	12 (1959) 372; 22 (1959) 701
	Ersatz der P 50 durch EL 81	2 (1959) 56
	Umbau auf Differenztonverfahren	17 (1962) 541
	Bild erscheint nach Umschalten erst Sekunden bis später (Gitterleitwiderstand im Signalweg)	6 (1959) 185
	Ton zerrt nach längerer Betriebsdauer (Lautsprecher)	6 (1959) 185
	Bild rollt, Bild ist schwach und z. T. verwaschen (Dr_2)	2 (1959) 56
	Zeilenbreite von der Lautstärke abhängig (Schienenspannung sinkt)	18 (1959) 574
	Zeilenbreite zu gering (R_{102} ändern)	12 (1959) 372
Rubens	Umbau auf 43-cm-Bildröhre	10 (1960) 317
	Bildfrequenz wandert mit Betriebsdauer (genietete Masseverbindung für R_{85})	10 (1959) 313
Dürer	Gerät unempfindlich (C_{113})	14 (1959) 444
	waagerechte schwarze Streifen im Bild (C_{85})	14 (1963) 445
	schlechte Zeilensynchronisation (C_{116})	12 (1959) 372
	Zeilensynchronisation nur bei schwachem Kontrast (C_{85})	22 (1959) 701
	Zeilenfrequenz weicht stark ab (C_{119})	2 (1959) 56
	Fehlerhinweise	24 (1963) 766
Derby	Umbau auf 43-cm-Bildröhre	16 (1960) 500
	Schwarzwerthaltung und Brummerscheinungen	22 (1959) 700
	Bild ist verrauscht (R_{89})	12 (1960) 391
	schwächerer Konstrast auf der linken Bildhälfte (C_4)	16 (1959) 502
	reflexionsartige Erscheinungen und schlechte Bildsynchronisation (C_{27})	16 (1959) 502; 4 (1961) 127
	Anodenkappe der Bildröhre verbrennt (Überschläge)	4 (1960) 122
	Zeilenbreite zu gering (R_{135})	24 (1963) 766
	zeitweise sinusförmiges Verziehen senkrechter Kanten (C_4)	6 (1959) 185
Cranach	Bildsynchronisation nur bei mittlerer Kontrasteinstellung (C_{27})	10 (1961) 324
	Ersatz des Zeilentrafos der Bv 60000-144 (Record)	22 (1963) 707
Favorit	keine Helligkeit (Masseverbindung zur Katode der EL 83 unterbrochen)	4 (1960) 122
	schlechte Bildsynchronisation (C_{79})	4 (1961) 127
	ruckartige Zeilenfrequenzänderungen (Sinusgeneratorkern)	12 (1960) 391
	Bildgenerator setzt aus (Schraubverbindung des Masseanschlusses)	2 (1960) 48

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
TV-Empfänger		
Favorit, Derby, Cranach	Verbesserung der Tastregelung	16 (1959) 503
Forum	Nachlassen und Aussetzen der Helligkeit (Bildröhrenheizungsanschluß)	14 (1960) 452
	schlechte Bildsynchronisation (C_{90} und C_{91})	22 (1963) 708
	Bild oben zusammengedrängt (C_{98})	22 (1963) 708
Record	Ersatz des Zeilentrafos durch Bv 60000-144	7 (1963) 222
	Erfahrungen bei der Fehlersuche	22 (1961) 712
	Änderung des Boosterspannungsteilers	21 (1963) 675
	Änderung der Abstimmautomatik	23 (1963) 730
	Fehler der Abstimmautomatik (C_{703})	14 (1963) 445
	Helligkeit läßt sich nicht auf Null regeln (R_{650})	23 (1962) 728
	vom Helligkeits- und Kontrastregler abhängige waagerechte Balken (Schluß $R_{649} \cdots R_{410}$)	18 (1963) 578
	falsche Zeilenfrequenz (C_{604})	10 (1962) 321
	Zeilenbreite zu gering (R_{636})	4 (1962) 121
	Zeile ausgefranst, weil Leitung zu dicht am Meßpunkt MT anliegt	11 (1963) 352
	Brummerscheinung beim Anschluß an 127 V (Netzwählplatte)	23 (1962) 728
	zweckmäßiger Ersatz für R_{628}	14 (1963) 445
Patriot (Rafena)	Hochspannung setzt aus, schlechte Synchronisation (Gr_{401}, R_{402}, PCC 84, C_{401})	11 (1963) 352
	Bildröhrenausfall durch Unterheizung (Heißleiter)	24 (1963) 767
Start	Änderung des Boosterspannungsteilers	21 (1963) 675
	wilde Schwingungen im Tuner	9 (1963) 288
	kein Bild und Ton (R_{132})	9 (1963) 288
	kein Ton (Drahtisolation durchschnitten)	23 (1962) 728
	verspäteter Bild- und Toneinsatz (R_{102}, Gitter offen)	20 (1963) 635
	Veränderung der Bildfrequenz (C_{504})	21 (1962) 657
	Bildhöhe zu gering (R_{604})	20 (1963) 635
	Knallen und Durchschlagen von C_{307} (Bildröhre)	11 (1963) 352
	Zeilenbreite läuft ein (C_{608})	1 (1963) 27
	Verbesserungsvorschlag zur Änderung der Verbindung Zeilenlinearitätsspule — Koppelkondensator	14 (1962) 448
	Beseitigung des Brummens und der Einschwingstreifen im Bild	10 (1963) 306

Wird fortgesetzt

33103